

E 2040



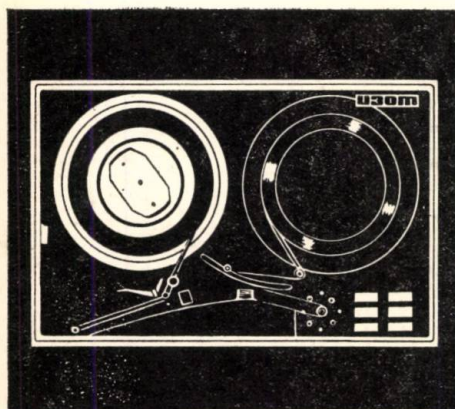
REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 20 • Nr. 1 • MARTIE 1976

Date aflate imediat la dispoziție! Numai de pus în priză!

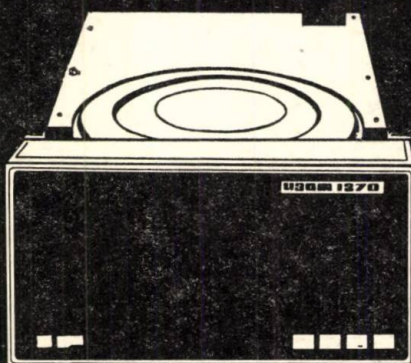
MINIBANDEINHEIT
(unitate miniaturizată
cu bandă) ISOT 5003



1

Citit și scris conform normei ISO
Viteza de schimbare a datelor :
10 kB/s.
Densitatea datelor : 32 sem-
ne/mm.
Felul scrisului : NRZ-1.
Număr de piste : 9.
Fisură în funcțiunea de citire :
12,6 mm.
Fisură în funcțiunea de scriere :
15,2 mm.
Diametrul rotelor : 216 mm.
Viteza benzii citit/scriș : 32 cm/s.
Viteza de derulare a benzii :
190 cm/s.
Timp de pornire/oprire : sub
28 ms.
Dimensiuni de gabarit : 520×
318×493 mm.
Legarea la curent : 220 V/50Hz.

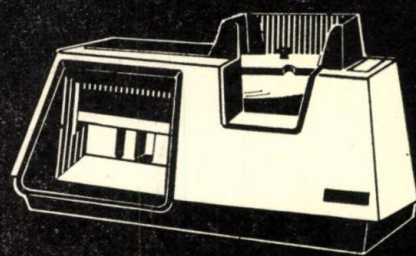
MINIPLATTENEINHEIT
(unitate miniaturizată
cu discuri) ISOT 1370



2

Cu alimentare în partea supe-
rioară și acces direct este pus
în funcțiune cu purtătoarele de
informații ISOT 5269 A, IBM
5440 sau de valori echivalente.
Citit/scriș cu butoane de co-
mandă flotante ale servomotoa-
relor liniare.
Felul scrisului : NRZ-1 cu frec-
vență dublă.
Capacitatea totală a memoriei :
6 MB.
Capacitatea discurilor înlocui-
bile : 3 MB.
Viteza de transmitere a infor-
mațiilor : 2,5 MB/s.
Viteza de rotație : 2 400 r/min.
Timp maxim de acces : 80 ms.
Timp mediu de acces : 45 ms.
Timp de reglare de la pistă la
pistă : 14 ms.
Densitatea datelor : 90 sem-
ne/mm.
Numărul cilindrilor : 200+3 re-
serve.
Dimensiuni de gabarit : 264×
480×765 mm.
Legare la curent : 220 V/50 Hz.

KARTENLESER
(cititor de cartele)
ISOT 6001



3

Viteza de citire : 318 cartele/min.
Modul de funcționare : asincron
Capacitatea casetei pentru car-
tele I/O : 600 cartele.
Modul de citire : fotoelectric.
Cartele : cartele standard cu
80 de deschideri.
Timp : de acces : 39 ms.
de indexare : 1,76 ms.
durata șocului : 7 ms.
Punct de secționare : execuție
standard după principiul „Hand-
shake”.
Modul de transmitere : mecanic.
Dimensiuni de gabarit : 590×
330×300 mm.
Legarea la curent : 220 V/50 Hz.

Informații suplimentare puteți
obține prin :



Isotimpex

Intreprindere de staț de comerț
exterior.
str. Ceapaev nr. 51, Sofia
Bulgaria — telefon : 73-61;
telex : 022731

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 20

Nr. 1

martie 1976

CUPRINS

CZ 621.314.6 : 621.38.2.3

STABILIZATOARE METODA DE PROIECTARE

Bircă-Gălățeanu, S. : Stabilizator tranzistorizat de tensiune și curent continuu.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 1

Lucrarea prezintă un redresor stabilizat cu performanțe ridicate, gabarit redus și cost scăzut.

CZ 681.3 : 621-52

IDENTIFICARE CALCUL NUMERIC TRANSFORMATĂ LAPLACE

Stoica Anca și Stoica, P. : Identificarea sistemelor liniare folosind calculul numeric al transformatei Laplace.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 7

Se prezintă un algoritm de calcul și programul respectiv pentru determinarea transformatei Laplace.

CZ 621 — 52:681.322

INTERPOLATOR SINTEZĂ LOGICĂ CONTURARE NUMERICĂ

Dobrescu, R. : Interpolator numeric liniar.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 12

În lucrare se tratează proiectarea și realizarea unui interpolator numeric liniar, lucrând pe principiul analizorului diferențial numeric.

CZ 621.3.078 : 621.3.016.35

REGLARE AUTOMATĂ STABILITATE DERULOARE

Ciureanu, P. : Considerente de stabilitate și realizarea unui sistem de reglare automată a poziției buclelor-tampon pentru un derulor de bandă magnetică.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 19

Se analizează metodică proiectării unui sistem de reglare automată a poziției buclelor de bandă de la deruloarele de bandă magnetică.

CZ 621.3.078

APARATE ANALOGICE COMUTARE AUTOMATĂ SCARĂ

Ghelberg, Em. : Comutarea automată a scării în aparate electronice de măsură cu indicare analogică.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 28

Este analizată perfecționarea aparatelor electronice cu indicare analogică prin introducerea unui circuit de comutare automată a scării.

CZ 681.322:681.3[.061+.985]

FILTRE DIGITALE COMANDĂ NUMERICĂ EFECTE PI-PD DIGITALE

Sprinceană, N. și Săndulescu, Gh. : Considerații privind utilizarea filtrelor digitale în comanda numerică a mașinilor-unelte.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 31

Se prezintă câteva soluții pentru filtrarea numerică a trenurilor de impulsuri, cu aplicații concrete la conturarea numerică pe mașini-unelte prin interpolare.

CZ 681.3.01

RECUNOAȘTEREA FORMELOR METODE SECVENȚIALE

Vărtosu, M. : Asupra unor experiențe de recunoaștere automată a obiectelor în imagini, utilizând metode secvențiale.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 36

Sînt redate rezultatele obținute de autor în recunoașterea, cu ajutorul calculatorului, a unor caractere scrise, implementînd diverse metode secvențiale de decizie.

CZ 616.12 — 073.96.31

ELECTROCARDIOGRAMĂ CONVERSIE NUMERICĂ PRECIZIE ANALOGICĂ ȘI NUMERICĂ

Negoescu, R. : Cardiotalahometru digital.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 42

Se descrie un cardiotalahometru care alimentat cu semnal ECG calculează și afișează cifric frecvența cardiacă instantanee, în pulsații pe minut, din n bătăi în n bătăi, n programabil.

CZ 621.316.052

ANALIZĂ ȘI SINTEZĂ STABILITATE OPTIMALITATE

Giosan, Tr. : Metoda de analiză și sinteză a sistemelor electrice stabile și optime.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mar 1976, p. 48

Lucrarea tratează o temă actuală cu multiple aplicații practice, reunind într-o formă unitară diverse probleme și aspecte (analiză, sinteză, stabilitate și optimalitate).

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

51

NOTĂ

54

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. do.șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ST. GROSU; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; ing. A. POPA; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULET; ing. M. ȘIRBU; ing. VALERIUS STANCIU, redactor responsabil adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automată, mașini-unelte și mecanică fină, aparținând cadrului OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D. — I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la O.I.D., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 30.15.5.16.70.10.06 BI—SMB. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 712. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B. — 2001. — Telex. 011226



СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314.6 : 621.382.3

МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Бырка-Гэлэцану, Ш Транзисторизированный стабилизатор напряжения и постоянного тока.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 1

Работа представляет стабилизированный выпрямитель с повышенными достижениями, уменьшенными габаритом и пониженной ценой.

УДК 681.3-621-52

ВЫЧИСЛЕНИЕ ЧИСЛЕННОЕ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАННАЯ ЛАПЛАСА

Стойка, Анка и Стойка, П. Идентификация линейных систем с использованием численного вычисления преобразованной Лапласа.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 7

Представлен вычислительный алгоритм и соответствующая программа для определения преобразованной Лапласа.

УДК 621-62:681.322

ИНТЕРПОЛЯТОР ОЧЕРЧЕНИЕ ЧИСЛЕННОЕ СИНТЕЗИС ЛОГИЧЕСКИЙ

Добреску, Р. Линейный численный интерполятор

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 12

В работе представлены проектирование и осуществление линейного численного интерполятора, действующего на принципе дифференциального численного анализатора.

УДК 621.3.078 : 621.3.016.35

ОТДАТЧИК РЕГУЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЕ УСТОЙЧИВОСТЬ

Чурану, П. Соображение устойчивости и осуществление системы автоматического регулирования положения витков тачпонов для датчика магнитной ленты.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 19

Анализируется методика проектирования системы автоматического регулирования положения витков магнитной ленты датчиков магнитной ленты.

УДК 621.3.078

КОММУТАЦИЯ АВТОМАТИЧЕСКАЯ, ШКАЛА ПРИБОРЫ АНАЛОГОВЫЕ

Гельберг, Ем. Автоматическая коммутация шкалы в электронных измерительных приборах с аналоговым указанием.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 28

Анализируется усовершенствование электронных аппаратов с аналоговым указанием посредством цепи автоматической коммутации шкалы.

УДК 681.322:681.3[.061+.985]

УПРАВЛЕНИЕ ЧИСЛЕННОЕ ФИЛЬТРЫ ЧИСЛЕННЫЕ ЭФФЕКТЫ ДИГИТАЛЬНЫЕ PI-PD

Спрычанэ, Н. и Сандулеску, Г. Соображения относительно использования дигитальных фильтров в численном управлении станками.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 31

Представлено несколько решений для численной фильтрации последовательности импульсов с конкретными применениями в числителном очерчении на станках посредством интерпретации.

УДК 681.3.01

МЕТОДЫ СЕКВЕНЦИАЛЬНЫЕ ОСМОТР ФОРМ

Виртосу, М. Относительно испытаний автоматического осмотра предметов в изображениях, используя секвенциальные методы.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 36

Указаны достигнутые автором результаты в осмотрах, при помощи вычислительной машины, написанных характеристик, включая различные секвенциальные методы решения.

УДК 616.12-073.96.31

ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММА ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГОВАЯ И ЧИСЛЕННАЯ ПРЕЦИЗИЯ

Негеску, Р. Дигитальный кардиотаксметр.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 42

Описан кардиотаксметр, который питаемый сигналом ЕСС, вычисляет и выставляет цифрами сердечную мгновенную частоту, в пульсациях в минуту, из биений в n биений, n — программирующей.

УДК 621.316.052

АНАЛИЗ И СИНТЕЗИС ОПТИМАЛЬНОСТЬ УСТОЙЧИВОСТЬ

Гиосан, Тр. Метод анализа и синтеза электрических стабильных и оптимальных систем.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 1, мар. 1976, стр. 48

Работа представляет современную тему по многим практическим применениям, собирая в единую форму разные проблемы и аспекты (анализ, синтезис, устойчивость и оптимальность).

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ РОМЫНЛЕННОСТИ

НОТА

15
54

INHALT

DK 621.314.6 : 621.382.3

KONSTANTHALTER PROJEKTIERUNGSMETHODE

Bircă-Gălățeanu, S. Transistorisierter Gleichstrom-Spannungskonstanthalter.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 1

Die Arbeit beschreibt einen konstantgehaltenen Gleichrichter mit hohen Leistungen, geringem Lichtraumprofil und reduzierten Kosten.

DK 681.3-621-52

IDENTIFIZIERUNG DIGITALRECHNUNG LAPLACE-BILDFUNKTION

Stoica Anca und Stoica, P. Die Identifizierung der linearen Systeme unter Anwendung der digitalen Berechnung der Laplace-Bildfunktion.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 7

Es wird ein Berechnungsalgorithmus und das entsprechende Programm für die Bestimmung der Laplace-Bildfunktion dargestellt.

DK 621-52:681.322

INTERPOLATOR LOGISCHE SYNTHESE DIGITALES UMRISSEN

Dobrescu, R. Digitaler linearer Interpolator.

Б.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 12

In der Arbeit wird die Projektierung und Verwirklichung eines digitalen linearen Interpolators behandelt, wobei nach dem Prinzip des differentiellen digitalen Analysors gearbeitet wird.

AUTOMATISCHE REGELUNG
STABILITÄT
ABWICKLER

Ciureanu, P. : Stabilitätskriterien und Verwirklichung eines automatischen Regelsystems für die Stellung der Anschlagsschleifen eines Abwicklers für Magnetbänder.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 19

Es wird die Methodik der Projektierung eines automatischen Regelsystems für die Stellung der Anschlagschleifen der Abwickler für Magnetbänder analysiert.

DK 621.3.078

ANALOGISCHE GERÄTE
AUTOMATISCHE KOMMUTIERUNG
SKALA

Ghelberg, Em. : Die automatische Kommutierung der Skala in elektronischen Messgeräten mit analogischer Anzeige.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 28

Es wird die Perfektionierung der elektronischen Geräte mit analogischer Anzeige durch die Einführung einer Schaltung für automatische Kommutierung der Skala analysiert.

DK 621.322:681.3[.061 + 985]

DIGITALE FILTER
NUMERISCHE STEUERUNG
DIGITALE PI-PD EFFEKTE

Sprinceană, N. und Săndulescu, Gh. : Betrachtungen über die Anwendung der digitalen Filter in der numerischen Steuerung der Werkzeugmaschinen.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 31

Es werden einige Lösungen für die numerische Filtrierung der Impulsfolgen mit konkreten Anwendungen beim numerischen Umreissen an Werkzeugmaschinen durch Interpolation gezeigt.

DK 681.3.01

DIE ERKENNUNG DER FORMEN
SEQUENZIELLE METHODEN

Vărtosu, M. : Über einige Experimentierungen der automatischen Erkennung der Gegenstände in Bildern, unter Anwendung sequenzieller Methoden.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 36

Es werden die vom Verfasser erhaltenen Ergebnisse bezüglich der Erkennung von Schriftzeichen mit Hilfe eines Rechners und verschiedenen sequenziellen Entscheidungsmethoden wiedergegeben.

DK 616.12-073.06.31

DIGITALES HERZTACHOMETER
PARAMETER
PROJEKTIERUNG

Negoescu, R. : Digitales Hertzachometer.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 42

Es wird ein Hertzachometer beschrieben, das, mit einem ECG-Signal gespeist, die momentane Herzfrequenz in Pulsationen pro Minute von n Schlägen bis zu n Schlägen mit programmiertem n berechnet und veranschaulicht.

DK 621.316.052

ANALYSE UND SYNTHESE
STABILITÄT
OPTIMALITÄT

Giosan, Tr. : Analysen und Synthesen methoden der elektrischen stabilen und optimalen Systeme.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, Nr. 1, März 1976, S. 48

Die Arbeit behandelt ein aktuelles Thema mit vielfältigen praktischen Anwendungen, unter Vereinigung verschiedener Probleme und Aspekte in einer einheitlichen Form (Analyse, Synthese, Stabilität und Optimalität).

VERWIRKLICHUNGEN DER RUMÄNISCHEN
INDUSTRIE
NOTTE

51

54

CONTENTS

CZ 621.314.6 : 621.382.8

STABILIZER
DESIGN METHOD

Bircă-Gălățeanu, S. : Transistorized Voltage and D.C. Stabilizer.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, no. 1, march 1976, p. 1

The paper describes a stabilized rectifier, of high performances, reduced overall dimensions and low price.

CZ 681.3 : 621-52

IDENTIFICATION
DIGITAL COMPUTATION
LAPLACE TRANSFORM

Stoica Anca and Stoica, P. : Linear Systems Identification by Means of Laplace Transform Digital Computation.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, no. 1, march 1976, p. 7

A computation algorithm and the respective program for Laplace transform determination are presented.

CZ 621 - 52:681.322

COLLATOR
LOGICAL SYNTHESIS
DIGITAL OUTLINING

Dobrescu, R. : Linear Digital Collator.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, no. 1, march 1976, p. 12

The paper deals with the design and achievement of a linear digital collator, working according to the digital differential analyser principle.

CZ 621.3.078 : 621.3.016.35

AUTOMATIC CONTROL
STABILITY
REWINDERS

Ciureanu, P. : On the Stability and Achievement of an Automatic System for Controlling the Buffer Loops Position, of a Magnetic Band Rewinder.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, no. 1, march 1976, p. 19

The author analyzes the method of designing an automatic system for controlling the buffer loops position, of the magnetic band rewinders.

CZ 621.3.078

ANALOGUE DEVICES
SCALE AUTOMATIC SWITCHING

Ghelberg, Em. : Scale Automatic Switching in Analogue Indication Electronic Measuring Devices.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, no. 1, march 1976, p. 28

The paper deals with the improvement of the analogue indication electronic devices by introducing a scale automatic switching circuit.

CZ 681.322:681.3[.061 + 985]

DIGITAL FILTERS
DIGITAL CONTROL
DIGITAL PI-PD EFFECTS

Sprinceană, N. and Săndulescu, Gh. : Considerations Regarding the Utilisation of Digital Filters in the Machine-Tools Digital Control.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, march 1976, p. 31

There are presented several solutions for the impulse sequence numerical filtering, with concrete applications in the numerical outlining on machine-tools by means of interpolation.

CZ 681.3.01

PATTERN RECOGNITION
SEQUENTIAL METHODS

Vărtosu, M. : On Some Automatic Recognition Experiments of Image Objects, Utilising Sequential Methods.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, march 1976, p. 36

The results obtained by the author are presented, concerning the recognition of some written characters, by means of the computer, implementing various sequential decision procedures.

DIGITAL CARDIOTACHEOMETER
PARAMETERS
DESIGN

Negoescu, R. : Digital Cardiotecheometer

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, no. 1, mars 1976, p. 42

The paper describes a cardiotecheometer which supplied with a ECG signal, calculates and indicates numerically the instantaneous cardiac frequency, in pulsations per minute, from n beats to n beats, n being programmable.

CZ 621.316.052

ANALYSIS AND SYNTHESIS
STABILITY
OPTIMIZATION

Giosan, Tr. : Analysis and Synthesis Method of Optimal and Stable Electric Systems.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, no. 1, mars 1976, p. 48

The work deals with an up to date theme with many practical applications, combining in a unitary form various problems and aspects (analysis, synthesis, stability and optimization).

ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS
NOTE

51

54

SOMMAIRE

CD 621.314.6:621.382.3

METHODE DE PROJECTION
STABILISEURS

Bircă-Gălățeanu, S. : Stabiliseur transistorisé de tension et courant continu.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1976, p. 1

L'ouvrage présente un redresseur stabilisé, à performances élevées, gabarit réduit et bas prix.

CD 681.3:621-52

CALCUL NUMÉRIQUE
IDENTIFICATION
TRANSFORMÉE LAPLACE

Stoica Anca și Stoica, P. : L'identification des systèmes linéaires en employant le calcul numérique de la transformée Laplace.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1976, p. 7

On présente un algorithme de calcul et le programme adéquat nécessaires pour déterminer la transformée Laplace.

CD 621-52:681.322

INTERPOLATEUR
SYNTHÈSE LOGIQUE
TRASSAGE NUMÉRIQUE

Dobrescu, R. : Interpolateur numérique linéaire.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1976, p. 12

Dans l'ouvrage on traite de la projection et de la réalisation d'un interpolateur numérique linéaire qui fonctionne ayant pour base le principe de l'analyseur différentiel numérique.

CD 621.3.078:621.3.016.35

DÉROULEURS
RÉGULATION AUTOMATIQUE
STABILITÉ

Giureanu, P. : Considération sur la stabilité et la réalisation d'un système de régulation automatique de la position des boucles-tampon pour un dérouleur de bande magnétique.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1976, p. 19

On analyse la méthode de projection d'un système de régulation automatique de la position des boucles de bande des dérouleurs de bande magnétique.

CD 621.3.078

APPAREILS ANALOGIQUE
COMMUTATION AUTOMATIQUE
DE L'ECHELLE

Ghelberg, Em. : Commutation automatique de l'échelle pour les appareils électroniques de mesure avec indication analogique.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1975, p. 28

On analyse le perfectionnement des appareils électroniques avec indication analogique, par l'introduction d'un circuit de commutation automatique de l'échelle.

CD 681.322:681.3[.061+.985]

FILTRES NUMÉRIQUES
COMMANDE NUMÉRIQUE
EFFETS PI-PD NUMÉRIQUES

Sprinceană, N., Săndulescu, Gh. : Considérations sur l'utilisation des filtres numériques dans la commande numérique des machines-outils.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1975, p. 31

On présente quelques solutions pour le filtrage numérique des trains d'impulsions avec applications concrètes au trassage numérique sur les machines-outils, par interpolation.

CD 681.3.01

RÉCONNAISSANCE DES FORMES
METHODES SEQUENCIALES

Vărtosu, M. : Sur certains expérimentés de reconnaissance automatique des objets en images, en employant des méthodes séquentielles.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1975, p. 36

On mentionne les résultats obtenus par l'auteur dans la reconnaissance, à l'aide du calculateur, de certains caractères écrits par l'introduction des divers méthodes séquentielles de décision.

CD 616.12-073.96.31

CARDIOTACHÉOMETRE DIGITAL
PARAMÈTRES
PROJECTION

Negoescu, R. : Cardiotecheomètre digital.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1975, p. 42

On décrit un cardiotecheomètre, qui alimenté d'un signal ECD calcule et enregistre dans une manière chiffrée la séquence cardiaque instantanée, en pulsation/minute de n battements en n battements, n étant programmable.

CD 621.316.052

ANALYSE ET SYNTHÈSE
STABILITÉ
OPTIMALITÉ

Giosan, Tr. : Une méthode d'analyse et de synthèse des systèmes électriques stables et optimaux.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 1, mars 1976, p. 58

L'ouvrage traite une thème actuelle avec multiples applications pratiques, groupant dans une forme unitaire des divers problèmes et aspects (analyse, synthèse, stabilité et optimalité).

REALISATION DE L'INDUSTRIE ROUMAINE

51

NOTE

54

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Anul 20

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA nr. 1

București, martie 1976

CZ 621.314.6: 621.382.3

STABILIZATOARE
METODA DE PROIECTARE

Stabilizator tranzistorizat de tensiune și curent continuu

ȘERBAN BÎRCĂ — GĂLĂȚEANU* — BUCUREȘTI

1. Introducere

Există nenumărate scheme de stabilizatoare, fiecare cu avantajele și dezavantajele ei. S-a urmărit realizarea unui redresor stabilizat care să corespundă următoarelor deziderate:

- să furnizeze o tensiune reglabilă între 0 și 30 V;
- să aibă o protecție sigură la suprasarcină, la curenți de asemenea reglabili între 0,1 și 2 A;
- să fie realizat numai cu piese de producție românească curentă;
- să aibă gabarit și greutate reduse;
- să aibă cost scăzut și să fie realizabil atît în serie mare, cu mijloace industriale, cît și în serie mică, cu mijloacele atelierelor și laboratoarelor Institutului politehnic-București;
- tensiunea în sarcină să aibă abateri sub 100 mV la variația tensiunii de alimentare de la rețea cu $\pm 15\%$ și a curentului în sarcină între 0 și 2 A.
- să aibă borne flotante (neconectate la masă).

2. Schema-bloc a stabilizatorului

Domeniul de tensiuni și de curenți în sarcină determină folosirea semiconductoarelor, nu a tuburilor electronice. Pentru ca tensiunea în sarcină să fie reglabilă *pînă la zero*, amplificatorul de eroare (A.E.) trebuie alimentat de la un redresor auxiliar. Pentru a se obține performanțe ridicate, redresorul auxiliar trebuie să fie de asemenea stabilizat. S-a folosit elementul regulator serie (E. R. S.), nu derivație, căci asigură randament mai mare și permite reglarea tensiunii pînă la zero.

Sînt circuite care cer alimentarea cu curent constant, de aceea s-a ales soluția realizării protecției la suprasarcină cu ajutorul unui

amplificator de eroare al curentului de sarcină. Acest amplificator preia comanda, prin intermediul unui comparator atunci cînd curentul atinge valoarea impusă. Se limitează astfel curentul și puterea disipată de E.R.S., aparatul lucrînd ca stabilizator de curent. În consecință, caracteristica externă completă a stabilizatorului rezultă de forma din figura 1.

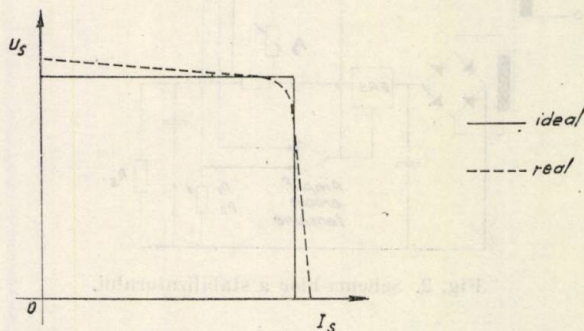


Fig. 1. Caracteristica externă a stabilizatorului.

Pentru a avea gabarit și greutate reduse, stabilizatorul nu are amplificator magnetic. În țara noastră nu se produc încă în serie tiristoare de curent suficient de mare, de aceea redresorul va fi necomandat. Întreaga stabilizare se realizează în curent continuu (după redresare).

Stabilizatorul este liniar, nu în comutație, pentru a se obține ondulații mici ale tensiunii în sarcină fără condensatoare de capacitate foarte mare. De asemenea, la această putere livrată în sarcină, stabilizatorul liniar este mai ieftin decît unul în comutație [14]. În aceste condiții puterea maximă disipată pe E.R.S. este mare — 80 W — [3] și este economic să se folosească E.R.S. cu două tranzistoare în serie, cu rezistență de balast [1], [2], [3].

Îmbinarea redresorului E.R.S. și a amplificatorului de eroare se poate face în mai multe feluri [1], [4], [7], [8], [9], fiecare cu avantajele și dezavantajele sale. De exemplu, solu-

* Ing. Ș. Bîrcă-Gălățeanu este asistent la Catedra de electronică aplicată, din cadrul Facultății de electronică și telecomunicații-București.

ția din [8] are dezavantajul că amplificatorul de eroare este alimentat de la o tensiune cu aproximativ 10 V mai mare decât tensiunea maximă în sarcină și excursia tensiunii de colector a etajului final al amplificatorului de eroare este egală cu plaja de reglaj a tensiunii în sarcină. Soluția din [9] are dezavantajul că tranzistorul care comandă E.R.S. trebuie să suporte tensiunea maximă dată de redresor și să fie de polaritate opusă tranzistoarelor din E.R.S. Comparînd aceste scheme-bloc s-a ales soluția din [1], în care *punctul de referință al tensiunilor*, adică punctul în care stabilizatorul auxiliar (care alimentează amplificatorul de eroare și furnizează și tensiunile de referință) se conectează la circuitul de putere

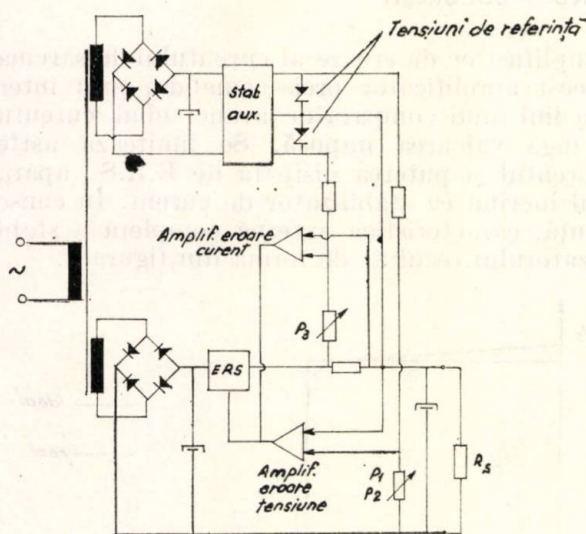


Fig. 2. Schema-bloc a stabilizatorului.

(redresor E.R.S., sarcină) este între E.R.S. și sarcină (fig. 2). În [8], acest punct era între redresor și sarcină.

3. Elementul regulator-serie

Condițiile de proiectare, cu exemplificare chiar pentru acest stabilizator, sînt demonstrate în [3]. Mai trebuie adăugat că acest tip de E.R.S. are și avantajul că cele două tranzistoare din alcătuirea lui nu trebuie împerecheate. Funcționarea circuitului nu este cu nimic afectată de deosebirile între parametrii h (sau r) ai celor două tranzistoare.

Faptul că $u_{BE2max} = U_{R0}$ este un dezavantaj care se poate înlătura folosind una din variantele din figura 3.

În ambele soluții, în regimul de funcționare cu T_2 în conducție, D_1 este blocată și D_2 conduce. Când T_2 este blocat $u_{AB} < 0$, deci D_2 se blochează și D_1 se deschide, limitînd sub 1 V tensiunea u_{BE2} . Dioda D_1 are de suportat tensiuni inverse sub 1 V și curenți foarte mici (curentul invers al lui D_2), deci poate fi

o diodă detectoare de performanțe oricît de modeste. Dioda D_2 are de suportat tensiunea inversă U_{R0} și, în cazul *b*, curentul de sarcină, iar în cazul *c*, curentul de bază al lui T_2 , deci din acest punct de vedere soluția *c* este mai

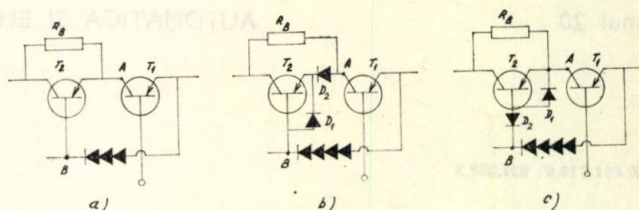


Fig. 3. Elementul regulator serie :

a — schema inițială, b, c — scheme cu micșorarea u_{BE2max} .

avantajoasă și a fost adoptată. S-ar putea, eventual, renunța la D_1 dacă D_2 este o diodă de siliciu cu curent invers mult mai mic decât al joncțiunii bază-emitor a lui T_1 . Dioda D_1 este însă o piesă ieftină și nu trebuie riscat.

Pentru ca U_{10} să nu se micșoreze prin introducerea lui D_2 , trebuie adăugată o diodă din același material în serie cu cele trei diode care determinau U_{10} , deci se folosesc în total trei diode în plus pentru a evita străpungerea bază-emitor a lui T_2 .

Tranzistorul T_2 preia o parte din variațiile tensiunii redresorului, îmbunătățind stabilizarea față de elementele reglatoare cu un singur tranzistor sau cu tranzistoare în paralel [1], [3]. Pentru a calcula această îmbunătățire se folosesc schemele echivalente din figura 4. Se vor studia cele două situații :

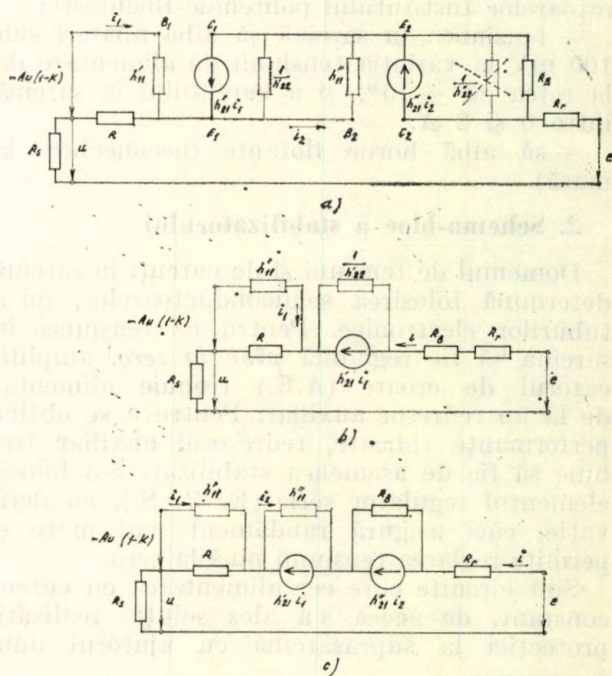


Fig. 4. Schema echivalentă a elementului regulator :

a — schema echivalentă generală; b — schema echivalentă cînd T_2 este blocat; c — schema echivalentă cînd T_2 este în conducție.

a. T_2 este blocat (fig. 4 b). Scriind ecuațiile lui Kirchhoff pe toate ochiurile și nodurile și rezolvînd sistemul, se obține :

$$e = u \left[1 + \frac{A(1-k)}{h'_{11} + R} \left(\frac{h'_{21}}{h'_{22}} - R \right) \right] + i \left[\frac{1}{h'_{21}} + R_B + R_r + \frac{R}{h'_{11} + R} \left(\frac{h'_{21}}{h'_{22}} + h'_{11} \right) \right], \quad (1)$$

de unde rezultă :

$$\frac{e}{u} \approx \frac{A(1-k)}{h'_{11}} \cdot \frac{h'_{21}}{h'_{22}} + \frac{1}{R_s} \left(\frac{1}{h'_{22}} + R_B + R_r + \frac{R h'_{21}}{h'_{11} h'_{21}} \right). \quad (2)$$

Raportul $\frac{e}{u}$ este minim cînd $R_s \gg R$ și $U_s = U_{sM}$ (k are valoarea cea mai dezavantajoasă) :

$$\left. \frac{e}{u} \right|_{\min} \approx \frac{A h'_{21}}{h'_{11} h'_{22}} \cdot \frac{U_0}{U_0 + U_{sM}}, \quad (3)$$

unde U_0 este tensiunea de referință a amplificatorului de eroare de tensiune. Tot din relația (1) se obține rezistența internă :

$$r_i \approx \frac{h'_{11} + R h'_{21} + (R_B + R_r) h'_{11} h'_{22}}{A(1-k) h'_{21}}. \quad (4)$$

Stabilizarea minimă este, în acest caz, aceeași ca la elementele reglatoare cu un singur tranzistor, iar rezistența internă — puțin mai mare, datorită lui R_B .

b. T_2 conduce (fig. 4 c). În această situație :

$$e = u \left[1 + \frac{A(1-k)}{h'_{11} + R} (h'_{21} h'_{11} + h'_{21} h'_{21} R_B - R) \right] + i \left[h'_{11} + (h'_{21} + 1) R_B + R_r + \frac{R}{h'_{11} + R} (h'_{21} h'_{11} + h'_{21} h'_{21} R_B - h'_{11}) \right] \quad (5)$$

și rezultă :

$$\frac{e}{u} \approx \left[A(1-k) h'_{21} + \frac{h'_{11} + R h'_{21}}{R_s} \right] \frac{h'_{21}}{h'_{11}} R_B, \quad (6)$$

și rezistența internă :

$$r_i \approx \frac{h'_{11} + R h'_{21}}{A(1-k) h'_{21}}. \quad (7)$$

Comparînd relațiile (2) și (6), rezultă o îmbunătățire de cam $\frac{h'_{22}}{h'_{21}} R_B$ ori a stabilizării.

Funcție de tipul tranzistoarelor și de punctul de funcționare (U_s și I), îmbunătățirea este de 3 pînă la 10 ori, căci $(1 : h'_{22}) = (75 : 200)$ ohmi, $h'_{21} = 40 : 20$ și $R_B = 20$ ohmi. Îmbunătățirea nu este prea mare deoarece, cînd T_2 conduce, h'_{11} apare în paralel cu $(1 : h'_{22})$ și, practic, îl scurtcircuitează, scăzînd amplificarea lui T_1 .

Rezistența internă este puțin mai mare cînd T_2 este blocat, datorită lui R_B .

Se calculează cu ușurință [3] că T_2 conduce cînd :

$$R_s = \frac{U_s}{I} < \frac{U_s}{U_R - U_s} R_B. \quad (8)$$

Deoarece funcționarea E.R.S. este nesatisfăcătoare la curenți foarte mici, este necesară și o rezistență de sarcină suplimentară, în interiorul aparatului (bleeder). Instrumentul de măsură joacă și acest rol.

4. Stabilizatorul auxiliar

Schema de principiu a întregului stabilizator este prezentată în figura 5.

Stabilizatorul auxiliar este simplu, cu schema discutată pe larg în [5]. Cele două diode Zener DZ307 asigură tensiunile de referință, stabilizate suplimentar : dioda de sus pentru amplificatorul de eroare de tensiune și cea de jos pentru amplificatorul de eroare de curent.

Stabilizatorul auxiliar trebuie să aibă stabilizare foarte bună și brum foarte mic pentru ca stabilizatorul principal să poată avea performanțe ridicate. Pentru aceasta, soluția cea mai ieftină și mai simplă este folosirea unei rezistențe ajustabile (R_3 în figura 6) conectate între ieșirea redresorului auxiliar (nestabilizat) și baza tranzistorului amplificator de eroare [10], [11], [12]. Rezistența R_3 formează împreună cu rezistențele R_1 , R_2 (fig. 6) și cu rezistența de intrare în amplificatorul de eroare un divizor rezistiv, prin care se aduce la intrarea tranzistorului amplificator de eroare o tensiune proporțională cu tensiunea nestabilizată.

Tensiunea nestabilizată are variații lente datorită variațiilor tensiunii rețelei de alimentare brum, datorită filtrajului imperfect și variații, datorită curentului de sarcină și rezistenței interne a redresorului.

Tensiunea pe tranzistorul regulator serie are variații comandate de amplificatorul de eroare. Aceste variații sînt de același semn și au aproximativ aceeași formă ca variațiile tensiunii nestabilizate, se scad din acestea și astfel rezultă tensiunea stabilizată. Fără R_3 tensiunea nu poate fi perfect stabilizată, ea are totuși mici variații care sînt aduse prin divizorul rezistiv la intrarea amplificatorului de eroare și comparate cu tensiunea diodei

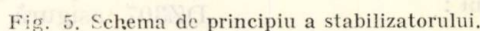


Fig. 5. Schema de principiu a stabilizatorului.

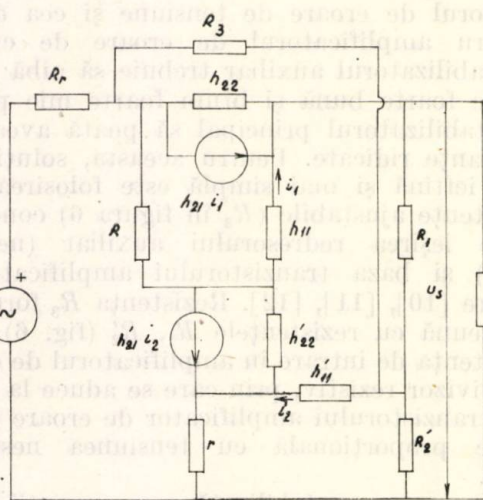


Fig. 6. Schema echivalentă a stabilizatorului auxiliar, cu artificii pentru mărirea stabilizării.

Zener. Eroarea de tensiune este amplificată și comandă tranzistorul regulator serie.

Prin rezistența R_3 se aduce la baza tranzistorului amplificator de eroare un semnal de aceeași formă cu cel sosit de la ieșirea stabilizatorului și cu o valoare cu atât mai mare cu cât R_3 este mai mică. Cresc astfel variațiile de tensiune aplicate la intrarea amplificatorului de eroare, deci semnalul de comandă a tranzistorului regulator serie. În consecință cresc variațiile tensiunii acestuia, apropiindu-se

de valoarea variațiilor tensiunii nestabilizate, deci se îmbunătățește stabilizarea. Scăzând valoarea lui R_3 se poate ajunge teoretic la stabilizare infinită (tensiune absolut constantă la ieșire, independent de variațiile tensiunii redresorului). Practic, parametrii tranzistoarelor depinde de punctul lor de funcționare, deci numai pentru un regim de funcționare constant al stabilizatorului (curent de sarcină, temperatură, tensiune a redresorului) se poate obține stabilizare infinită cu o valoare constantă a rezistenței R_3 . Micșorînd R_3 sub această valoare, stabilizarea devine negativă, adică tensiunea crește la ieșirea stabilizatorului cînd scade tensiunea de la redresor și invers. Nu există însă primejdia intrării stabilizatorului în oscilație datorită lui R_3 , deoarece prin R_3 nu se închide o buclă de reacție.

Datorită neliniarității caracteristicilor tranzistoarelor, chiar pentru valoarea optimă a lui R_3 brumul tensiunii stabilizate nu dispăre complet, ci scade de 10—30 ori față de stabilizatorul fără rezistența R_3 .

Adăugarea rezistenței R_3 modifică și componenta continuă a tensiunii pe baza tranzistorului amplificator de eroare, deci ajustarea lui R_3 schimbă puțin valoarea tensiunii stabilizate. Pentru a evita această influență, în [10] se prevede un condensator în serie cu R_3 . Acesta anulează, desigur, și efectul lui R_3 de îmbunătățire a stabilizării față de variațiile lente ale tensiunii nestabilizate; rămâne numai efectul

de micșorare a brumului. Ajustarea lui R_3 schimbă însă în mică măsură valoarea tensiunii stabilizate, așa încît s-a preferat circuitul fără condensator [12], cu reglaje succesive ale celor două rezistențe ajustabile (R_1 și R_3) pentru obținerea valorii dorite a tensiunii stabilizate și a stabilizării infinite.

Pentru a calcula valoarea lui R_3 se folosește schema echivalentă din figura 6. Scriind ecuațiile lui Kirchhoff și rezolvind sistemul, se obține punînd condiția de stabilizare infinită ($\frac{u_s}{u_r} = 0$) valoarea :

$$R_3 \approx \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{h'_{21} R}{h'_{11} + h'_{21} r}, \quad (9)$$

unde :

$$R_2 = R'_2 \parallel Z_{\text{intrare } T'} = \frac{R'_2 (h'_{11} + h'_{21}) r}{R'_2 + h'_{11} + h'_{21} r}. \quad (10)$$

Rezistența r este rezistența internă a diodei Zener.

La stabilizatorul construit, $R_3 \approx 180 \text{ k}\Omega$. Valoarea optimă obținută practic este foarte apropiată de aceasta. Trebuie prevăzută în montaj o rezistență ajustabilă care să acopere dispersia parametrilor tranzistoarelor diodei Zener și a rezistențelor.

Valoarea optimă a lui R_3 depinde foarte puțin de curentul de sarcină : numai prin variația cu curentul a parametrilor tranzistorului regulator, parametri care apar într-un termen neglijat în relația (9). Valoarea optimă a lui R_3 depinde însă direct de valoarea reglată a tensiunii pe sarcină, prin raportul $R_1/(R_1 + R_2)$, de aceea nu se poate folosi metoda sub această formă la stabilizatoarele cu tensiunea reglabilă în domeniul larg.

Este de observat că, la reglajul optim al lui R_3 , tensiunea la ieșirea stabilizatorului este mai bine stabilizată și are brum mai mic decît al tensiunii pe dioda Zener de referință, datorită rezistenței interne a acesteia. Din acest motiv, tensiunea diodei Zener din stabilizatorul auxiliar nu poate fi folosită ca tensiune de referință pentru stabilizatorul principal, cu atît mai mult cu cît variațiile de tensiune pe ea sînt mai mari decît la un stabilizator simplu fără rezistența R_3 .

5. Amplificatorul de eroare

Amplificatoarele de eroare sînt formate din două etaje diferențiale, cu tranzistoarele împerecheate pentru a se asigura o cît mai mică dependență de temperatură. Primul etaj are aceeași schemă la ambele amplificatoare : amplificatorul de eroare de tensiune și amplificatorul de eroare de curent. Aceste prime etaje sînt atacate pe una din baze de semnalul de eroare. Cealaltă bază este conectată la punctul

comun al tensiunilor de alimentare (punct de masă pentru regimul dinamic) printr-o rezistență apropiată ca valoare de rezistența internă medie a generatorului echivalent de semnal de eroare, pentru a reduce influența asupra etajului a variației I_{CB_0} cu temperatura. Generatoarele de curent constant asigură o puternică rejecție de mod comun și o stabilizare cu temperatura. Pentru compensarea variației cu temperatura a tensiunii bază-emitor a tranzistoarelor generatoare de curent constant, în divizorul rezistiv care polarizează bazele lor se adaugă o diodă tot de siliciu ca și aceste tranzistoare.

Amplificatorul de eroare de curent este atacat, printr-un divizor reglabil cu ajutorul potențiometrului P_3 , cu tensiunea provenită de la traductorul de curent (rezistența de 0,5 ohmi) plus tensiunea de referință (fixă).

La intrarea amplificatorului de eroare de tensiune cele două diode sînt normal blocate, dar se pot deschide la variația bruscă a reglajului tensiunii sau la scurtcircuitarea ieșirii stabilizatorului, limitînd tensiunea de intrare în AE și prevenind astfel distrugerea tranzistoarelor [1].

Condensatorul de 10 μF decuplează potențimetrele de reglaj al tensiunii, astfel brumul de la ieșirea stabilizatorului nu se mai divizează pînă la intrarea în AE. Rezultă o scădere a brumului la ieșire.

Între primele etaje amplificatoare (de eroare de curent și eroare de tensiune) și al doilea etaj este prevăzut un comparator astfel încît la curent de sarcină sub limita fixată cu P_3 , etajul al doilea primește comanda de la primul etaj amplificator de eroare de tensiune și aparatul lucrează ca stabilizator de tensiune. Dacă curentul tinde să crească peste limita admisă, atunci se deschide celălalt tranzistor din comparator, comanda este preluată de primul etaj amplificator de eroare de curent și aparatul lucrează ca stabilizator de curent (fig. 1).

Pentru a aduce componenta continuă a tensiunii la ieșirea amplificatorului la valoarea necesară pentru comanda E.R.S., al doilea etaj amplificator de eroare este realizat cu tranzistoare *pnp*.

O problemă în general prea puțin tratată este dimensionarea condensatorului de la ieșirea stabilizatorului. Acest condensator nu are rol de filtrare a brumului, căci pentru aceasta ar trebui să aibă valori imense (zeci, sute de mili-farazi), datorită rezistenței interne foarte mici a stabilizatorului. Asemenea valori [5], [13] duc la un răspuns tranzitoriu [1] inadmisibil de lent la modificarea curentului de sarcină sau a reglajului tensiunii la ieșire. De asemenea, se poate deteriora circuitul alimentat (sarcina) în cazul scăderii bruște a rezistenței de sarcină, deoarece pînă la scăderea tensiunii de ieșire datorită acțiunii amplificatorului de eroare de

curent, o sarcină electrică foarte mare acumulată în condensator se descarcă prin sarcină, ducând la apariția pentru un timp scurt a unui curent mult peste limita admisă.

Condensatorul de la ieșire are rolul principal de a împiedica intrarea în oscilație a stabilizatorului [1], [15], căci fără el defazajul pe bucla de reacție ar ajunge 0° înainte ca amplificarea să scadă sub 1. Acest condensator introduce un pol dominant în factorul de transfer pe bucla de reacție. Valoarea lui se poate calcula trăsând diagramele Bode (amplificarea și defazajul în funcție de frecvență) ale amplificatorului de eroare și E.R.S. Operația este laborioasă și nu poate da decât valoarea aproximativă a condensatorului, după care valoarea exactă se află prin încercări.

Pentru ca stabilizatorul să aibă răspuns tranzitoriu cât mai bun, amplificatoarele de eroare trebuie să aibă banda cât mai largă, de aceea la fiecare etaj au fost prevăzute condensatoare de neutrodinare, care cresc banda cam de 10 ori [16] și permit astfel și folosirea unui condensator de ieșire de valoare mai mică. Acesta nu este suficient pentru a împiedica intrarea în oscilație la rezistențe de sarcină mici, de aceea în amplificator se prevăd grupuri RC care micșorează amplificarea la frecvențe înalte.

Condensatorul de la ieșire are și rolul de a micșora impedanța internă a stabilizatorului la frecvențe mai înalte, la care amplificarea amplificatorului de eroare scade, deci crește rezistență internă.

6. Construcția mecanică a stabilizatorului

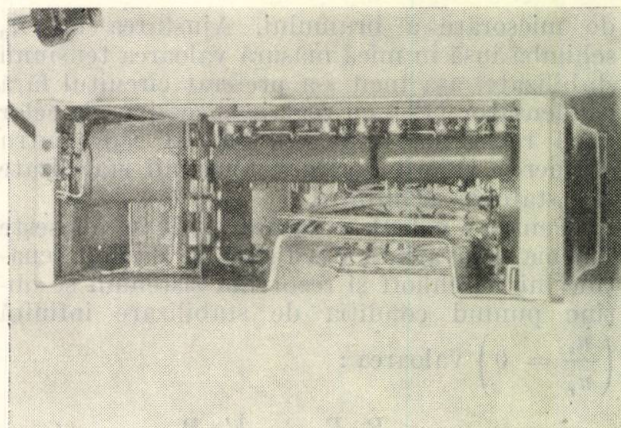
Pentru gruparea compactă și comodă a aparatului pe masa de lucru, una din formele optime este cea înaltă, îngustă și adâncă, cu orificii de aerisire sus și jos, formă adoptată la acest aparat.

La deschiderea carcasei piesele trebuie să fie ușor accesibile, de aceea carcasa s-a construit din două bucăți de tablă de aluminiu: prima constituie pereții din față, jos și spate, pe care sînt fixate aproape toate piesele, iar a doua — pereții superior și laterali, pe care se fixează numai radiatorul termic al tranzistoarelor din E.R.S. Dispunerea pieselor se poate vedea în figura 7.

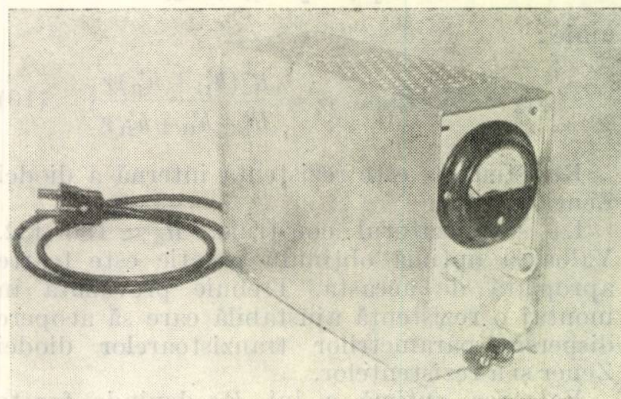
Transformatorul se amplasează jos în spate, iar deasupra lui: condensatorul de valoare mare, siguranțele și comutatorul de tensiune de rețea.

Pe panoul frontal se fixează bornele în partea de jos, deasupra lor potențiometrele de reglaj și întrerupătorul de rețea, mai sus voltmetrul pentru tensiunea pe sarcină, iar în colțul din stînga sus — becul de control.

Toate circuitele de putere mică și medie sînt pe o singură placă de circuit imprimat, dispusă vertical (pentru o bună răcire a pieselor) în



a)



b)

Fig. 7. Aparatul realizat:

a — vedere interioară de sus; b — vedere exterioră.

partea dreaptă a aparatului. Astfel, la deschiderea carcasei placa este accesibilă pe ambele fețe, ceea ce ușurează reglajul și depanarea. Pentru economie de spațiu, pe aceeași placă se așază rezistențele de putere, care constituie rezistența de balast a E.R.S. (în partea de sus pentru a nu încălzi celelalte piese).

Spațiul din stînga aparatului este ocupat de radiatorul tranzistoarelor de putere ale E.R.S. Tranzistoarele de putere, izolate cu foițe de mică, sînt fixate „sandwich” între două plăci de aluminiu de 3 mm grosime, dispuse vertical în aparat. Placa din stînga, dinspre ambază, este de dimensiuni mai mari și este fixată pe carcasa aparatului, carcasa devenind astfel o parte din radiator.

Se asigură astfel utilizarea completă a spațiului, încît stabilizatorul are dimensiunile exterioare de $95 \times 185 \times 270$ mm, inclusiv butoanele și o greutate de aproximativ 4,5 kg.

7. Performanțele stabilizatorului

S-au măsurat performanțele modelului experimental al stabilizatorului realizat cu schema din figura 5, urmărindu-se în primul rînd măsura în care s-au îndeplinit dezideratele enunțate în introducere,

Tensiunea este reglabilă între 0 și 30 V.

Curentul limită este reglabil între 0,1 și 2 A.

În regimul de stabilizator de tensiune performanțele obținute sînt:

Rezistența internă, cel mult 20 mΩ, indiferent de regimul de lucru, deci la o variație a curentului în sarcină de la 0 la 2 A tensiunea se modifică cu cel mult 40 mV.

Stabilizarea relativă, cel puțin 200, adică la o variație a tensiunii de alimentare între -15% și +15% față de valoarea nominală, tensiunea în sarcină se modifică cu cel mult 50 mV la tensiuni de ieșire mari și cu cel mult 10 mV la tensiuni de ieșire mici. Abaterea maximă a tensiunii în sarcină, prin cumularea efectelor variației tensiunii de alimentare și a curentului în sarcină, este deci de 90 mV, mai mică decît valoarea impusă (100 mV).

Brumul tensiunii la ieșire este cel mult 0,5 mV_{vv}.

Constanta de timp de răspuns la variațiile curentului în sarcină este 30 μs, deci valoarea finală a tensiunii în sarcină este atinsă cu o precizie de 5% după 100 μs.

Impedanța internă este cel mult 100 mΩ la 10 kHz și 500 mΩ la 100 kHz.

Stabilitatea cu temperatura: variații de cel mult 0,07%/°C sau 4 mV/°C (care din cele două valori este mai mare) în domeniul 10÷40°C.

Stabilitatea în timp: variații de cel mult 0,12% sau 8 mV (care din cele două valori este mai mare) în 8 ore, începînd la 10 minute după punerea în funcție.

Aceste performanțe sînt comparabile cu ale stabilizatoarelor de laborator produse de diverse firme (Philips, Sodilec etc.) și sînt satisfacătoare pentru măsurările de precizie medie în laborator.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Hewlett-Packard, D.C. *Power Supply Handbook*. In: Application Note 90A, 1970, p. 11—36.
- [2] Collins, D. J. and Pearce, J. R. *Economy in the Series Stabilizer*. In: *Electronic Engineering*, vol. 32, nr. 384, feb 1960, p. 96—97.
- [3] Bircă-Gălățeanu, S. *Proiectarea elementului de control serie pentru un redresor stabilizat cu semiconductori*. În: *Telecomunicații*, anul 14, nr. 6, iunie 1970, p. 253—258.
- [4] Birman, P. *Operational Power Supply Technology*. KEPCO Inc., 1969.
- [5] Dumitrescu, M. *Stabilizatoare de tensiune și de curent* (colecția Radio). București, Ed. tehnică, 1965, p. 129—172.
- [6] Mistral. *Manuale Semiconductori. Settore civile*, 1969—1970, p. 129—138.
- [7] S. G. S. *The applications of linear microcircuits*, vol. 1, p. 116—132.
- [8] Vătășescu, A. *Redresor stabilizat tranzistorizat cu performanțe ridicate*. În: *Telecomunicații*, anul 8, nr. 6, sep 1964, p. 248—252.
- [9] Pierce Jr., W. C., Gallo, J. S. and Walker, W. T. *Computer-Aided Design of Modular Power Supplies*. In: *Hewlett-Packard Journal*, vol. 24, nr. 6, feb 1973, p. 14—19.
- [10] Tanis, A. P. *Alimentation stabilisée pour téléviseur transistorisé*. In: *Télévision*, nr. 144, iunie 1964, p. 141—153.
- [11] Moldoveanu, C. *Procedee pentru îmbunătățirea performanțelor surselor de alimentare stabilizate*. În: *Automatica și Electronica*, anul 15, nr. 2, mar-apr 1971, p. 56—61.
- [12] I. T. T. *Schaltbeispiele*. Ausgabe, april 1956, schema 10.
- [13] Dodić, S. D. *Poluprovodnikovite stabilizatori postoiannovo naprijajenia i toka*. Moskva, Izdatelstvo Sovetskoe Radio, 1962.
- [14] Dudley, W. and Peck, R. D. *High Efficiency Modular Power Supplies Using Switching Regulators*. In: *Hewlett-Packard Journal*, vol. 25, nr. 4, dec 1973, p. 15—20.
- [15] Kitaev, V. E., Batanova, G. G. *Ustoicivosti tranzistorovogo stabilizatora*. In: *Radiotekhnica*, vol. 29, nr. 5, mai 1974, p. 72—76.
- [16] Bircă-Gălățeanu, S. *Amplificatoare tranzistorizate de bandă largă cu corecții RC*. In: *Studii și cercetări de energetică și electrotehnică*, tomul 24, nr. 1, 1974, p. 219—243.

CZ 681.3: 621—52

IDENTIFICARE
CALCUL NUMERIC
TRANSFORMATA LAPLACE

Identificarea sistemelor liniare folosind calculul numeric al transformatei Laplace

ANCA ȘI PETRE STOICA* — BUCUREȘTI

1. Calculul numeric al transformatei Laplace

În anumite condiții [5], o mărime variabilă în timp $x(t)$, admite transformată Laplace notată $X(s) = L[x(t)]$ și dată de (1):

$$L[x(t)] = X(s) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-ts} dt. \quad (1)$$

Dacă în (1) se face schimbarea de variabilă:

$$e^{-t} = r, \quad (2)$$

atunci:

$$X(s) = \int_0^1 r^{s-1} x(-\ln r) dr. \quad (3)$$

Schimbarea de variabilă efectuată anterior a fost astfel aleasă încît să aducă (1) la intervalul de integrare $[0,1]$.

În această situație, pentru calculul (3), se poate aplica formula de cvadratură gaussiană de ordinul N :

$$X(s) \cong \sum_{i=1}^N A_i x(-\ln r_i) r_i^{s-1}, \quad (4)$$

* Ing. Anca și Petre Stoica lucrează în cadrul Inst. politehnic-București.

unde ponderile A_i și nodurile r_i sînt corespunzătoare intervalului de integrare $[0, 1]$.

Referiri la formula (4), cit și tabelarea coeficienților A_i și nodurilor r_i se pot găsi în [3] și [4].

Observație: În [3] ele apar cu 17 ranguri semnificative pentru $N \in [3, 15]$. În [4] sînt date cu ranguri semnificative pentru $N \in [1, 8]$.

Făcînd în (4):

$$-\ln r_i = t_i, \quad (5)$$

se obține:

$$X(s) \cong \sum_{i=1}^N A_i x(t_i) r_i^{s-1}. \quad (6)$$

Dacă $x(t)$ este o mărime măsurabilă, efectuînd observațiile $x(t_i)$ la momentele cerute de formula lui Gauss și cunoscînd A_i și r_i pentru un N ales, prin folosirea (6), se poate calcula transformata Laplace $X(s)$ pentru diferiți s . Pentru comoditatea calculelor, în continuare s va fi considerat real și pozitiv.

2. Determinarea funcției pondere a sistemului

În cazul procesului monovariabil din figura 1:

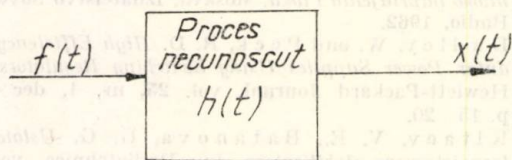


Fig. 1. Procesul monovariabil de identificat.

ieșirea este dată de (7):

$$x(t) = \int_0^t f(p) h(t-p) dp. \quad (7)$$

Aplicînd transformata Laplace relației (7), se obține (8):

$$X(s) = H(s) F(s), \quad (8)$$

unde:

$$X(s) = L[x(t)],$$

$$F(s) = L[f(t)],$$

$$H(s) = L[h(t)].$$

Efectuînd observații asupra lui $x(t)$ și $f(t)$ la momentele corespunzătoare t_i și utilizînd formula (6), vom putea obține $X(s)$ și $F(s)$. Cu (8) se poate atunci evalua:

$$H(s) = \frac{X(s)}{F(s)}. \quad (9)$$

Dar:

$$H(s) = \sum_{i=1}^N A_i h(t_i) r_i^{s-1}. \quad (10)$$

Cum din (9) se pot obține N valori ale lui $H(s)$, (10) reprezintă un sistem de ordinul N cu N necunoscute:

$$h(t_i) \quad i = 1, 2, \dots, N.$$

Acest sistem poate fi rezolvat înmulțind inversa matricei $[A_i r_i^{s-1}]$ cu vectorul:

$$[H(1), H(2), \dots, H(N)]^T.$$

Rezolvarea pe această cale este facilitată de faptul că în [3] sînt tabelate și elementele matricei $[A_i r_i^{s-1}]^{-1}$.

Astfel, prin rezolvarea sistemului de ecuații (10), s-au obținut N puncte pe curba $h(t)$, la momentele de timp $t_i = -\ln r_i$.

3. Identificarea parametrilor sistemului

Un sistem liniar descris de ecuația diferențială (11):

$$x^{(m)} + a_{m-1} x^{(m-1)} + \dots + a_1 \dot{x} + a_0 x = b_n f^{(n)} + b_{n-1} f^{(n-1)} + \dots + b_0 f \quad (11)$$

are funcția de transfer (12):

$$H(s) = \frac{N_1(s)}{N_2(s)} = \frac{\sum_{i=0}^n b_i s^i}{\sum_{i=0}^m a_i s^i}. \quad (12)$$

Transformata Laplace a ieșirii procesului, $x(t)$, este deci:

$$X(s) = H(s) F(s) = N_1(s) F(s) / N_2(s). \quad (13)$$

În situația cînd condițiile inițiale:

$$x^{(i)}(0) \quad i = 0, 1, \dots, m-1$$

sînt diferite de zero, $X(s)$ nu mai este dat de (13). În continuare se va analiza care este relația din care se obține $X(s)$ în acest caz.

În [5] se demonstrează că:

$$L[x^{(i)}(t)] = s^i X(s) - \sum_{k=1}^i s^{i-k} x^{(k-1)}(0). \quad (14)$$

Atunci:

$$\begin{aligned} L\left[\sum_{i=0}^m a_i x^{(i)}(t)\right] - \sum_{i=0}^m a_i L[x^{(i)}(t)] &= \\ = \sum_{i=0}^m a_i \left[s^i X(s) - \sum_{k=1}^i x^{(k-1)}(0) s^{i-k}\right] &= \\ = N_2(s) X(s) - \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^i a_i x^{(k-1)}(0) s^{i-k}, \end{aligned} \quad (14)$$

Aplicînd transformata Laplace ecuației diferențiale (11), considerînd că $f^{(i)}(0) = 0$ pentru $i = 0, 1, \dots, n-1$ și ținînd seamă de (14), se obține (15):

$$X(s) = \left[\sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^i a_i x^{(k-1)}(0) s^{i-k} + N_1(s) F(s) \right] / N_2(s). \quad (15)$$

Efectuînd observații corespunzătoare asupra ieșirii procesului și utilizînd (6), se poate determina transformata Laplace aproximativă a ieșirii, care se va nota $X_{\text{obs}}(s)$.

Ideea sugerată în [1] este de a face să coincidă (15) cu $X_{\text{obs}}(s)$, în sensul unei erori pătratice minime, prin alegerea convenabilă a parametrilor necunoscuți ai sistemului:

$$m, n, a_0, a_1, \dots, a_{m-1}, b_0, b_1, \dots, b_n, \\ x(0), \dot{x}(0), \ddot{x}(0), \dots, x^{(m-1)}(0)$$

în număr de $2m + n + 3$.

Aceasta înseamnă minimizarea sumei următoare:

$$J = \sum_s \left[X_{\text{obs}}(s) \sum_{i=0}^m a_i s^i - F_{\text{obs}}(s) \sum_{j=0}^n b_j s^j - \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^i a_i x^{(k-1)}(0) s^{i-k} \right]^2$$

în raport cu parametrii sistemului.

În cele ce urmează se presupune că n și m sînt cunoscuți, rămînînd $2m + n + 1$ necunoscute ce se determină din sistemul de ecuații (17):

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial a_i} &= 0 \quad i = 0, 1, \dots, m-1 \\ \frac{\partial J}{\partial b_j} &= 0 \quad j = 0, 1, \dots, n \\ \frac{\partial J}{\partial x^{(k)}(0)} &= 0 \quad k = 0, 1, \dots, m-1 \end{aligned} \quad (17)$$

Se remarcă faptul că (17) permite atît determinarea coeficienților ecuației diferențiale ce descrie sistemul în cauză, cit și determinarea stării inițiale.

4. Evaluarea coeficienților sistemelor liniare de ordinul doi

Se particularizează metoda descrisă anterior, pentru sisteme liniare de ordinul doi, caz ușor de urmărit și suficient de des întîlnit în practică.

Fie sistemul descris de ecuația diferențială (18):

$$\ddot{x}(t) + a\dot{x}(t) + bx(t) = f(t), \quad (18)$$

Aplicînd transformata Laplace egalității (18), se obține:

$$s^2 X(s) + asX(s) + bX(s) - sx(0) - \dot{x}(0) = F(s). \quad (19)$$

Se determină, așa cum am spus, parametrii a, b și condițiile inițiale $x(0), \dot{x}(0)$ impunînd ca eroarea medie pătratică dintre $X(s)$ dat de (19) și $X_{\text{obs}}(s)$ dat de (6):

$$J = \sum_s \{ [s^2 + as + b] X_{\text{obs}}(s) - [F(s) + x(0)s + \dot{x}(0) + ax(0)] \}^2 \quad (20)$$

să fie minimă:

$$\frac{\partial J}{\partial a} = 0; \quad \frac{\partial J}{\partial b} = 0; \quad \frac{\partial J}{\partial x(0)} = 0; \quad \frac{\partial J}{\partial \dot{x}(0)} = 0.$$

Observație: Se remarcă faptul că (20) putea fi obținut direct, prin particularizarea relației (26).

În continuare, vom considera cazul cînd condițiile inițiale sînt nule, astfel că (20) devine (21):

$$J = \sum_s [(s^2 + as + b) X_{\text{obs}}(s) - F(s)]^2. \quad (21)$$

Rezolvînd sistemul de ecuații:

$$\frac{\partial J}{\partial a} = 0;$$

$$\frac{\partial J}{\partial b} = 0$$

ce asigură minimizarea erorii pătratice medii (21), se obține:

$$\begin{aligned} \frac{a_1 a_6 - a_3 a_4}{a_4 a_2 - a_1 a_5} &= b; \\ \frac{a_3 a_5 - a_2 a_6}{a_1 a_2 - a_1 a_5} &= a, \end{aligned} \quad (22)$$

unde:

$$\begin{aligned} a_1 &\triangleq \sum_s s^2 X_{\text{obs}}^2(s); \quad a_2 \triangleq \sum_s s X_{\text{obs}}^2(s); \\ a_3 &\triangleq \sum_s [s_2 X_{\text{obs}}^2(s) - s X_{\text{obs}}(s) F(s)]; \\ a_4 &\triangleq \sum_s s X_{\text{obs}}^2(s); \quad a_5 \triangleq \sum_s X_{\text{obs}}^2(s); \\ a_6 &\triangleq \sum_s [s^2 X_{\text{obs}}^2(s) - X_{\text{obs}}(s) F(s)]. \end{aligned} \quad (23)$$

Cunoscînd $X_{\text{obs}}(s)$, cu (22) și (23) se pot determina parametrii sistemului a și b ce asigură între $X(s)$ și $X_{\text{obs}}(s)$ o eroare pătratică minimă,

Exemplu :

Fie sistemul liniar de ordinul doi :

$$\ddot{x}(t) + 5\dot{x}(t) + 6x(t) = f(t). \quad (24)$$

Se consideră $f(t) = \exp(-t)$. Atunci, în cazul unor condiții inițiale nule, soluția ecuației (24) este :

$$x(t) = 0,5 \exp(-t) - \exp(-2t) + 0,5 \exp(-3t).$$

Pentru calculul lui $X_{\text{obs}}(s)$ se va folosi o formulă de cvadratură de ordinul 8, în care intră valorile lui $x(t)$ la momentele corespunzătoare $t_i = -\ln r_i$:

$$x(3,91929531) \quad x(2,28605556)$$

$$x(1,43870926) \quad x(0,89579529)$$

$$x(0,52472627) \quad x(0,27080375)$$

$$x(0,10721427) \quad x(0,02005485)$$

Programul FORTRAN corespunzător, rulat pe IRIS 50, a necesitat un timp de calcul neglijabil și a furnizat următoarele valori pentru parametrii sistemului :

$$a = 4,9999762$$

$$b = 6,0000229$$

5. Identificarea parametrilor folosind observații diferite de abscisele formulei lui Gauss

Se remarcă faptul că, deși foarte precisă, metoda anterioară este aproape imposibil de implementat, deoarece chiar dacă $x(t)$ este bine controlat măsurătorile la $t_i = \ln r_i$ sînt dificil de realizat. Acest neajuns se poate înlătura efectuînd asupra lui $x(t)$ măsurători la momente T_k plasate convenabil, din punct de vedere practic, pe axa timpului, iar apoi din $x(T_k)$ să se deducă prin interpolare $x(t_i)$.

Pentru a permite ca distribuția lui T_k pe axa timpului să nu fie neapărat echidistantă, s-a utilizat ca metodă de interpolare formula lui Lagrange. În [4] se arată că ecuația curbei care trece prin punctele (x_i, y_i) $i = 0, 1, \dots, n$ este :

$$y = \sum_{i=1}^n y_i F_i(x), \quad (25)$$

unde :

$$F_i(x) = \frac{(x-x_0)(x-x_1)\dots(x-x_{i-1})(x-x_{i+1})\dots(x-x_n)}{(x_i-x_0)(x_i-x_1)\dots(x_i-x_{i-1})(x_i-x_{i+1})\dots(x_i-x_n)} \quad (26)$$

În acest caz (25) și (26) conduc la relația (27) :

$$x(t_i) = \sum_{j=0}^n x(T_j) \frac{\prod_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^n (t_i - T_k)}{\prod_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^n (T_j - T_k)} = \sum_{j=0}^n x(T_j) \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^n \frac{t_i - T_k}{T_j - T_k}. \quad (27)$$

Exemplu

Se consideră sistemul liniar de ordinul doi descris prin ecuația (24) și se efectuează măsurători ale ieșirii procesului $x(t)$, la momentele de timp :

$$\begin{aligned} T_1 = 0, T_2 = 0,1, T_3 = 0,2, T_4 = 0,3, T_5 = 0,4, \\ T_6 = 0,6, T_7 = 0,7, T_8 = 1,2, T_9 = 1,5, T_{10} = \\ = 1,9, T_{11} = 2,1, T_{12} = 2,4, T_{13} = 2,7, T_{14} = \\ = 3,0, T_{15} = 3,3, T_{16} = 3,7, T_{17} = 4,0. \end{aligned}$$

Se remarcă că de această dată efectuarea observațiilor, $x(T_k)$, $k = 1, 2, \dots, 17$ este posibilă practic.

Pe IRIS 50 timpul de calcul necesar programului FORTRAN corespunzător este neglijabil, iar rezultatele sînt :

$$a = 5,0099812;$$

$$b = 5,9705744.$$

Se observă o eroare mai mare decît în cazul anterior, lucru de așteptat datorită utilizării formulei de interpolare (27). Precizia și așa foarte bună, poate fi crescută mărind n , dar atunci devine dificilă efectuarea măsurătorilor $x(T_k)$, $k = 1, 2, \dots, n$.

6. Adaptarea metodei pentru identificarea sistemelor perturbate

Metoda, așa cum a fost ea expusă pînă acum, este valabilă pentru identificările efectuate în condiții de laborator, cînd sistemul este neperturbat sau ușor perturbat. În cele mai multe cazuri de identificare din practică, asupra sistemului acționează însă perturbații importante. Acestea pot fi zgomote interne sistemului, erori aleatoare de măsurare etc., efectul lor putînd fi echivalent cu o perturbație aditivă, disturbînd ieșirea utilă a procesului :

$$y(t) = f(t) + p(t), \quad (28)$$

unde : $f(t)$ este ieșire utilă ; $p(t)$ — perturbație aditivă ; $y(t)$ — ieșire observată,

În această situație, domeniul valorilor lui s pentru care se realizează concordanța, în sensul celor mai mici pătrate, între funcția de transfer estimată și cea adevărată, nu mai poate fi ales real (fără o semnificație fizică directă), ci va trebui să fie domeniul complex $s = j\omega$. În consecință, se va determina parametrii sistemului $n, m, a_0, \dots, a_n, b_0, \dots, b_m$, astfel încât să existe o bună concordanță între $H(j\omega, n, m, a_0, \dots, a_n, b_0, \dots, b_m)$ și $Y(j\omega)/X(j\omega)$, pentru un domeniu de pulsații impus (acesta este domeniul pulsațiilor importante pentru sistemul respectiv și este presupus a fi cunoscut aprioric). În continuare, se va considera pentru funcția de transfer a procesului o formă des întâlnită în practică :

$$H(j\omega, n, a_0, \dots, a_n) = \frac{1}{\sum_{k=0}^n a_k (j\omega)^k}. \quad (29)$$

Indicii de performanță care trebuie să fie minimizați prin alegerea corespunzătoare a parametrilor $n, a_0, \dots, a_n$ sînt deci :

$$I_1 = \sum_{\omega} \left\{ \operatorname{Re} \left[\sum_{k=0}^n a_k (j\omega)^k \right] - \operatorname{Re} [X(j\omega)/Y(j\omega)] \right\}^2; \quad (30)$$

$$I_2 = \sum_{\omega} \left\{ \operatorname{Im} \left[\sum_{k=0}^n a_k (j\omega)^k \right] - \operatorname{Im} [X(j\omega)/Y(j\omega)] \right\}^2.$$

Presupunînd că n este cunoscut, dacă definim :

$$n_1 = \begin{cases} n/2 & \text{pentru } n = \text{par} \\ (n-1)/2 & \text{pentru } n = \text{impar} \end{cases}$$

$$n_2 = \begin{cases} n/2 - 1 & \text{pentru } n = \text{par} \\ (n-1)/2 & \text{pentru } n = \text{impar} \end{cases}$$

atunci se poate scrie :

$$\operatorname{Re} \left[\sum_{k=0}^n a_k (j\omega)^k \right] = \sum_{k=0}^{n_1} (-1)^k a_{2k} \omega^{2k}; \quad (31)$$

$$\operatorname{Im} \left[\sum_{k=0}^n a_k (j\omega)^k \right] = \sum_{k=0}^{n_2} (-1)^k a_{2k+1} \omega^{2k+1}.$$

Cantitățile $\operatorname{Re} [X(j\omega)/Y(j\omega)]$ și $\operatorname{Im} [X(j\omega)/Y(j\omega)]$ sînt complet determinate, pentru orice ω , de următoarele expresii :

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} [X(j\omega)] &= \int_0^T x(t) \cos \omega t \, dt; \\ -\operatorname{Im} [X(j\omega)] &= \int_0^T x(t) \sin \omega t \, dt; \\ \operatorname{Re} [Y(j\omega)] &= \int_0^T y(t) \cos \omega t \, dt; \\ -\operatorname{Im} [Y(j\omega)] &= \int_0^T y(t) \sin \omega t \, dt, \end{aligned} \quad (32)$$

unde T este timpul de identificare.

Relațiile anterioare sînt afectate de erori din două motive :

a — T nu poate fi infinit (el trebuie să fie însă mult mai mare decît durata regimului tranzitoriu al procesului respectiv);

b — mărimea $y(t)$ este afectată de perturbații.

Erorile care apar datorită acestor două cauze, sînt mult mai mari decît cele datorate efectuării pe cale numerică a integralelor din relațiile (32), apărînd astfel posibilă utilizarea unei metode de integrare mai puțin pretențioasă decît metoda lui Gauss (în exemplul care apare în această lucrare, a fost utilizată formula lui Simpson de ordinul cinci).

Ținînd seama de cele relatate anterior și no-tînd :

$$\begin{aligned} b_k &= (-1)^k a_{2k} \text{ și } c_j = (-1)^j a_{2j+1}; \\ k &= 0, \dots, n_1 \quad j = 0, \dots, n_2, \end{aligned} \quad (33)$$

parametrii funcției de transfer a procesului sînt soluții ale sistemului liniar de ecuații următor :

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{n_1} b_k \sum_{\omega} \omega^{2(k+j)} &= \sum_{\omega} \operatorname{Re} [X(j\omega)/Y(j\omega)] \omega^{2j}, \\ j &= k = 0, 1, \dots, n_1; \\ \sum_{i=0}^{n_2} c_i \sum_{\omega} \omega^{2(i+r+1)} &= \sum_{\omega} \operatorname{Im} [X(j\omega)/Y(j\omega)] \omega^{2r+1}, \\ i &= r = 0, 1, \dots, n_2. \end{aligned} \quad (34)$$

Dacă și ordinul procesului n este o necunoscută a problemei de identificare, atunci se pot calcula parametrii $a_0, \dots, a_n$ pentru diferite valori date lui n și se vor alege acele cantități $n, a_0, \dots, a_n$ care conduc la indicii de performanță cei mai mici.

Exemplu

S-a considerat următorul sistem de ordinul doi :

$$H(s) = 1/(6,48s^2 + 5,4s + 1). \quad (35)$$

Schema de identificare a fost aceea din figura 2.

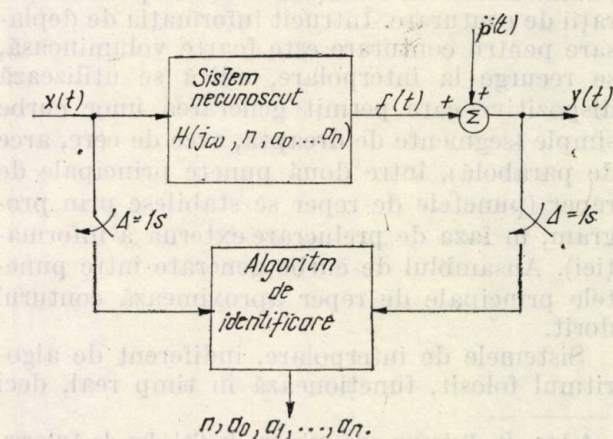


Fig. 2. Schema de identificare.

Au fost presupuse condiții de funcționare normală, semnalul de intrare și perturbația fiind zgomote aleatoare cu medie zero și dispersii 1, 2, respectiv 0,1. Puslațiile care au fost luate în considerare sînt următoarele: 0,01; 0,02; 0,03; 0,05; 0,07; 0,10; 0,14; 0,20; 0,30; 0,40. Rezultatele relatate în continuare, au fost obținute prin stimulare pe calculatorul numeric IRIS 50, din 400 de eșantioane intrare-ieșire.

Identificarea ordinului și parametrilor sistemului

n	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	J_1	J_2
1	0,774	5,361	—	—	—	1,2190	0,0012
2	1,002	5,361	6,957	—	—	0,0074	0,0012
3	1,002	5,329	6,957	-0,299	—	0,0074	0,0011
4	0,995	5,329	6,096	-0,299	-5,796	0,0060	0,0011

Din tabel se observă că deoarece micșorările indicilor de performanță pentru $n = 3$ și $n = 4$ sînt neesențiale (ele datorîndu-se de fapt creșterii gradului de libertate în problema de minimizare), se poate deduce că estimățiile căutate sînt:

$$n = 2; a_0 = 1,002; a_1 = 5,361; a_2 = 6,957.$$

Valorile lor sînt în bună concordanță cu parametrii reali ai sistemului.

CZ 621-52:681.322

INTERPOLARE
SINTEZĂ LOGICĂ
CONTURARE NUMERICĂ

Interpolator numeric liniar

RADU DOBRESCU* — BUCUREȘTI

Cele mai evoluate echipamente pentru comanda numerică a mașinilor-unelte permit operații de conturare. Întrucît informația de deplasare pentru conturare este foarte voluminoasă, se recurge la interpolare, adică se utilizează dispozitive care permit generarea unor curbe simple (segmente de dreaptă, arce de cerc, arce de parabolă), între două puncte principale de reper (punctele de reper se stabilesc prin program, în faza de prelucrare externă a informației). Ansamblul de curbe generate între punctele principale de reper aproximează conturul dorit.

Sistemele de interpolare, indiferent de algoritmul folosit, funcționează în timp real, deci

* Ing. R. Dobrescu este asistent la Catedra de Automatică I din I.P.B.

7. Concluzii

Această lucrare prezintă, în primul rînd, o metodă precisă de calcul al transformatei Laplace (directă și inversă). Se arată, în continuare, cum această metodă poate fi folosită pentru determinarea parametrilor sistemelor ușor perturbate.

În cazul sistemelor puternic afectate de perturbații, este prezentată o metodă care folosește tot principiul concordanței, în sensul celor mai mici pătrate, între funcția de transfer estimată și cea reală, dar de data aceasta în domeniul $s = j\omega$ (cu implicații practice directe). Articolul include, de asemenea, exemple numerice atît pentru cazul neperturbat, cît și pentru situația în care sistemul de identificat este afectat de perturbații importante.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Bellman, R., Kagiwada, R. și Kalaba, R. *Identification of linear systems via numerical inversion of Laplace transforms*. In: IEEE Trans. on AC, AC10, ian 1965.
- [2] Klinger, A. *Identification from aperiodic discrete-time data and estimation of exponential parameters*. In: IEEE Trans. on AC, AC10, oct 1966.
- [3] Bellman, R. ș.a. *Invariant imbedding and time-dependent transport processes*. New-York, A.E.P. Co., 1964.
- [4] Krilov, A. *Leții de calcule prin aproximații*. București, Editura tehnică, 1957.
- [5] Sabac, I. G. *Matematici speciale*, vol. 2, București, Editura didactică și pedagogică, 1965.

viteza de generare a informațiilor se corelează cu viteza de prelucrare.

Dependența finală $y = f(x)$ se realizează printr-o reprezentare parametrică:

$$\begin{aligned} y &= f_1(t); \\ x &= f_2(t), \end{aligned} \quad (1)$$

obținerea punctului de interacțiune piesă-sculă făcîndu-se prin sincronizarea deplasării pe cele două axe [1].

Funcțiile unui sistem de interpolare intern sînt următoarele:

1 — recunoașterea punctelor de reper pe o curbă oarecare;

2 — efectuarea interpolării după legea stabilită a segmentului de curbă dintre două puncte principale de reper, în limitele preciziei prescrise;

3 — corectarea traiectoriei după dimensiunile reale ale sculei;

4 — verificarea obținerii traiectoriei generate (opțional);

5 — menținerea constantă a vitezei rezultante (pe traiectorie) — condiție tehnologică.

Majoritatea tipurilor de interpolatoare interne sînt numerice, întrucît permit obținerea unei precizii de execuție mai ridicate decît cele analogice și se pretează la o programare mult mai simplă prin utilizarea directă a benzilor perforate ca purtător de informație [2], [3].

Există numeroase soluții pentru interpolarea numerică, în funcție de curba interpolată și de algoritmul de interpolare ales. În lucrare va fi prezentată proiectarea unui interpolator numeric liniar, care lucrează pe principiul analizorului diferențial numeric, soluție care oferă performanțe ridicate în condițiile unei relative simplități constructive în raport cu alte soluții.

1. Funcționarea interpolatorului liniar bazat pe principiul analizorului diferențial numeric

Se consideră că trebuie interpolat un segment de dreaptă între două puncte, dintre care unul este originea, iar celălalt punctul final, lungimea segmentului fiind L (fig. 1). Condiția tehnologică impune ca viteza de prelucrare

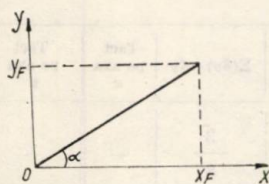


Fig. 1

$$V = \frac{L}{T} = \text{const.}, \quad (2)$$

T fiind timpul de parcurgere al conturului.

Notînd :

$$\text{tg } \alpha = \frac{Y_F}{X_F}, \quad (3)$$

rezultă :

$$V_x = V \cos \alpha = \frac{L \cos \alpha}{T} = \frac{X_F}{T}; \quad (4)$$

$$V_y = V \sin \alpha = \frac{L \sin \alpha}{T} = \frac{Y_F}{T}.$$

Relația (3), care sub forma :

$$y = x \cdot \text{tg } \alpha \quad (5)$$

reprezintă dependența $y = f(x)$, va fi reprezentată sub formă parametrică prin relațiile :

$$\begin{aligned} x(t) &= v_x \cdot t; \\ x(t) &= v_y \cdot t. \end{aligned} \quad (6)$$

Din relațiile (6) și (4) rezultă :

$$x(t) = \frac{X_F}{T} \cdot t; \quad (7)$$

$$y(t) = \frac{Y_F}{T} \cdot t.$$

Relațiile (7) se mai pot scrie :

$$X = \int_0^x dx = \int_0^T v_x dt = \int_0^T \frac{X_F}{T} dt; \quad (8)$$

$$Y = \int_0^y dy = \int_0^T v_y dt = \int_0^T \frac{Y_F}{T} dt.$$

Valoarea T este impusă de viteza tehnologică prin condiția (2), deci :

$$T = \frac{L}{V_T} = \frac{\sqrt{X_F^2 + Y_F^2}}{V_T}.$$

Întrucît formulele care conțin pe X și Y în relațiile (8) sînt identice, în continuare se va analiza doar una; integrala :

$$X = \int_0^T \frac{X}{T} dt, \quad (9)$$

care se poate calcula numeric prin aproximare cu metoda dreptunghiurilor. Dacă intervalul T va fi împărțit în N intervale :

$$\Delta t = \frac{T}{N}, \quad (10)$$

atunci formula (9) devine :

$$\begin{aligned} X &= \int_0^T \frac{X}{T} dt \approx \frac{X}{T} (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \dots + \Delta t_k + \dots + \\ &+ \Delta t_N) = \frac{X}{T} \sum_{k=1}^N (\Delta t)_k, \end{aligned} \quad (11)$$

cu $\Delta t_k = \text{const.} = \Delta t$ (fig. 2).

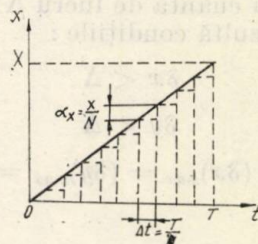


Fig. 2

Întrucît curba $X(t)$ este o dreaptă, divizarea intervalului $[0, T]$ în N pași corespunde la divizarea intervalului $[0, X]$ tot în N părți de lungime :

$$\delta x = \frac{X}{N}; \quad (12)$$

deci se poate scrie :

$$X = \sum_{K=1}^N \frac{X}{T} (\Delta t)_K = \sum_{K=1}^N \left(\frac{X \Delta t}{T} \right)_K = \sum_{K=1}^N \left(\frac{X}{N} \right)_K. \quad (13)$$

Avem atunci :

$$X = \sum_{K=1}^N \left(\frac{X}{N} \right)_K = \sum_{K=1}^N (\delta x)_K, \quad (14)$$

$$Y = \sum_{K=1}^N \left(\frac{Y}{N} \right)_K = \sum_{K=1}^N (\delta y)_K.$$

În concluzie se poate ajunge în X , respectiv Y , făcînd N pași de lungime δx (respectiv δy), frecvența pașilor fiind $f = \frac{N}{T}$ atît pe x , cît și pe y .

Acest lucru exprimă faptul că se poate ajunge din punctul (O, O) în punctul (X, Y) în timpul T , cu viteza V , dacă facem N pași δx pe axa X și N pași δy pe axa y , cu frecvența :

$$f = \frac{Nv}{L} = \frac{Nv}{\sqrt{X^2 + Y^2}}. \quad (15)$$

Elementele de execuție care asigură deplasarea pe axele X și Y sînt motoare pas cu pas, identice, care la fiecare impuls de comandă asigură deplasarea cu ΔX , respectiv ΔY ; evident :

$$\Delta X = \Delta Y = \Delta.$$

Pentru a evita cumularea erorilor la trecerea de pe un segment de dreaptă pe altul, este necesar să se aleagă cotele punctelor principale de reper ca multipli întregi de Δ . Deci :

$$\begin{aligned} X &= p\Delta; \\ Y &= q\Delta, \end{aligned} \quad (16)$$

p, q fiind întregi.

Pe de altă parte $X = N\delta x$, $Y = N\delta y$, cu $N = \text{const.}$; deci cuantele de calcul δx , δy nu pot fi egale cu cuanta de lucru Δ (X și Y fiind variabile). Rezultă condițiile :

$$\delta x < \Delta \quad (17)$$

$$\delta y < \Delta$$

sau la limită $(\delta x)_{\max} = (\delta y)_{\max} = \Delta$, (18)
unde :

$$(\delta x)_{\max} = \frac{X_{\max}}{N}; (\delta y)_{\max} = \frac{Y_{\max}}{N}; (X_{\max} = Y_{\max}).$$

Pașii Δ ai motorului pas cu pas se vor produce ori de cîte ori :

$$\sum_{j=1}^m (\delta x)_j \geq \Delta; \sum_{j=1}^m (\delta y)_j \geq \Delta. \quad (19)$$

Acest lucru îl va realiza interpolatorul intern bazat pe principiul analizorului diferențial-numeric. Este vorba de un integrator numeric care însumează cuantele de calcul și care, la depășirea valorii Δ , dă un impuls de acționare.

Obținerea cuantelor de calcul δx și δy rezultă prin divizarea simbolică a cotei $X(-Y-)$ într-un registru binar cu n celule, $2^n = N$. Dimensionarea registrului se face plecînd de la relațiile :

$$(\delta x)_{\max} = \frac{X_{\max}}{N}; (\delta y)_{\max} = \Delta.$$

Rezultă :

$$N = \frac{X_{\max}}{\Delta}. \quad (20)$$

Acest lucru se face prin introducerea cotei $X(-Y-)$, exprimată în cod binar natural în registru. Această valoare $\delta x(-\delta y-)$ nu se mai modifică pe durata interpolării segmentului (X, Y) .

Într-un alt registru cu $n + 1$ celule se însușează, cu frecvența impusă de (15), cuantele $\delta x(-\delta y-)$ (n celule pentru $\sum(\delta x)$, celula $n + 1$ sesizînd depășirile).

Tabelul 1

Tact de calcul	$\Sigma(\delta x) - Sx$	$\Sigma(\delta y) - Sy$	Tact pe axa x	Tact pe axa y	Sx	Sy
1	$\frac{5}{8}$	$\frac{3}{8}$	—	—	0	0
2	$\frac{10}{8} - 1$	$\frac{6}{8}$	1	—	1	0
3	$\frac{15}{8} - 1$	$\frac{9}{8} - 1$	—	1	1	1
4	$\frac{20}{8} - 2$	$\frac{12}{8} - 1$	1	—	2	1
5	$\frac{25}{8} - 3$	$\frac{15}{8} - 1$	1	—	3	1
6	$\frac{30}{8} - 3$	$\frac{18}{8} - 2$	—	1	3	2
7	$\frac{35}{8} - 4$	$\frac{21}{8} - 2$	1	—	4	2
8	$\frac{40}{8} - 5$	$\frac{24}{8} - 3$	1	1	5	3

$Sx(Sy)$ — drum parcurs pe axa $x(y)$;

$\Sigma(\delta x) - Sx$ — conținutul registrului de însumare (primele n celule)

$\Sigma(\delta y) - Sy$ — pe axa y .

În urma sumării, la un moment dat $\sum_{j=1}^m (\delta x)_j \geq \Delta$ și atunci celula $(n + 1)$ devine 1, ceea ce echivalează cu emiterea unui tact pe axa X .

Similar pentru Y . Tabelul 1 va permite exemplificarea procedurii pentru $N = 2^3 = 8$, $\Delta = 1$, deci $X_{max} = 8$. Funcționarea exprimată în tabel poate fi urmărită în figura 3, în care sînt figurate atît dependențele $X(t)$ și $Y(t)$, cît și dependența $Y = f(X)$. Se observă că după N

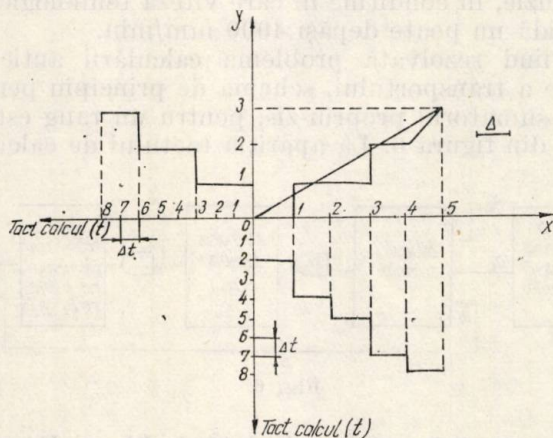


Fig. 3

tacte se ajunge întotdeauna la cotele X și Y dorite, precizia de realizare a conturului fiind de $\pm \Delta$, iar atingerea punctului final făcându-se fără eroare, cu singura condiție ca X și Y să fie mulți întregi de Δ .

2. Functionarea sistemului de conturare

O schemă-bloc a unui sistem de conturare bazat pe un astfel de interpolator este prezentată în figura 4. Introducerea datelor se face în general pe bandă perforată cu opt piste în cod ISO. Se consideră că dispozitivul de introducere a datelor conține și un dispozitiv de separare a informațiilor pe diferite axe. Pentru a nu detalia structura sistemului se menționează că din informația programată, pentru interpolare pe o axă x sînt esențiale cota finală,

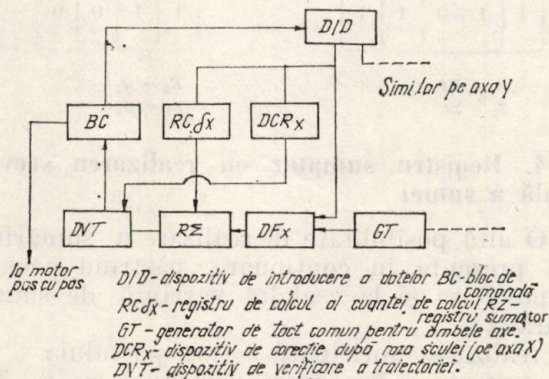


Fig. 4

valoarea impusă a vitezei tehnologice și corecțiile de sculă, care sînt prelucrate de blocul de calcul al cuantei de calcul δ_x , blocul de divizare al frecvenței, respectiv blocul de corecție după

raza sculei. Interpolarea propriu-zisă, care în schemă se realizează la nivelul registrului sumator, este dirijată de un bloc de comandă care primește informații și de la eventualul dispozitiv de verificare a traiectoriei.

În această lucrare se va insista asupra dispozitivului de interpolare propriu-zis (registrul sumator), întrucît numai acesta este specific sistemului de conturare. Vor fi prezentate două variante de sinteză logică a dispozitivului de interpolare. Pentru ambele variante se presupune, într-o primă aproximare, că nu este necesară corecția de sculă și că frecvența de lucru pentru un segment este constantă (determinarea acestei frecvențe de lucru va fi prezentată ulterior). De asemenea, pe toată durata interpolării, se consideră menținerea constantă a cuantei de calcul δ_x , valoarea acesteia fiind calculată, așa cum s-a mai spus, prin introducerea valorii binare a cotei X în registrul cu n celule ($2^n = N$).

3. Registru sumator prin realizarea combinațională a sumei

Fiecare celulă a registrului sumator trebuie să realizeze sumarea între cuanta de calcul δ_x și valoarea anterioară a celulei. Este evident că exceptînd prima celulă, suma este determinată și de transportul de la rangul anterior. Sumarea se realizează între a_i — valoarea binară a celulei din rangul i a registrului ce conține cuanta de calcul δ_x ; b_i — valoarea binară din rangul i al registrului ce conține valoarea curentă a sumei $\sum_{k=1}^N \left(\frac{x}{N} \right)_k$; T_{i-1} — transportul de la rangul anterior S_i , T_i — suma, respectiv transportul corespunzător lui a_i , b_i , T_{i-1} , rezultă prin sinteza combinațională:

$$(T_i = a_i b_i \cup a_i T_{i-1} \cup b_i T_{i-1});$$

$$\begin{aligned} S_i &= \bar{T}_i (a_i \cup b_i \cup T_{i-1}) \cup a_i b_i T_{i-1} = \\ &= a_i \bar{T}_i \cup b_i \bar{T}_i \cup T_{i-1} \bar{T}_i \cup a_i b_i T_{i-1}. \end{aligned}$$

Observație. Pentru primul rang, formulele pentru S_i și T_i se pot simplifica întrucît nu mai intervine T_{i-1} . Avantajele sînt însă neesențiale ținînd seamă de numărul mare de ranguri.

Obținerea unei sumări corecte pentru toate cele n celule este determinată de eliminarea hazardului în timpul tactului de însumare. În acest scop se impune etapizarea operației de sumare. Într-o primă etapă (tactul de calcul $t = 0$) se determină valoarea transportului T_i și se memorează. În a doua etapă (tactul de calcul $t = 1$) se determină valoarea sumei (în funcție de valorile a_i , b_i , T_i) și se memorează (într-o memorie de tip bistabil). Când din nou $t = 0$, valoarea memorată a sumei se înscrie din nou în registrul sumator (celula b_i), permițând predeterminarea transportului T_i înain-

tea următorului tact de calcul. Ca atare, fiecare celulă de sumare va avea ca intrări:

- valoarea a_i a cuantei de calcul δ_x , neschimbată pe toată perioada interpolării segmentului;

- valoarea b_i a sumei, determinată la $t = 1$ și înscrisă la $t = 0$;

- valoarea T_{i-1} a transportului de la rangul anterior, determinată la $t = 0$ și memorată la $t = 1$.

Pentru a realiza comod transportul T_i , se va folosi un bistabil de tip RST. Întrucît transportul se va calcula numai cînd $t = 0$ și rămîne constant pentru $t = 1$, rezultă $T = \bar{t}$.

Stabilirea expresiilor logice pentru S și R se face direct:

$$R = \bar{T}_i; S = T_i.$$

Rezultă că se pot genera toate transporturile pe baza formulei $T_i = a_i b_i \cup a_i T_{i-1} \cup b_i T_{i-1}$, iar ieșirile T_i , $\bar{T}_i$ să comande bistabilii RST. Este evident că transportul începe să se formeze imediat ce s-a modificat b (la $t = 1$), dar deoarece $T = 0$, la intrarea sumatorului se păstrează vechiul transport, deci valoarea corectă pentru secvența respectivă.

Singura problemă care trebuie rezolvată rămîne aceea a frecvenței de tact care trebuie să asigure timpul necesar calculării transportului pentru toate rangurile. În figura 5 este prezentată schema de calcul al transportului pentru toate rangurile, pe baza formulelor:

$$T_0 = a_0 b_0;$$

$$T_1 = a_1 b_1 \cup a_1 T_0 \cup b_1 T_0;$$

$$T_n = a_n b_n \cup a_n T_{n-1} \cup b_n T_{n-1}.$$

Transportul T_n se va introduce în celula $n + 1$, fiind de fapt tactul de acționare pentru motorul pas cu pas. Din figura 5 rezultă că

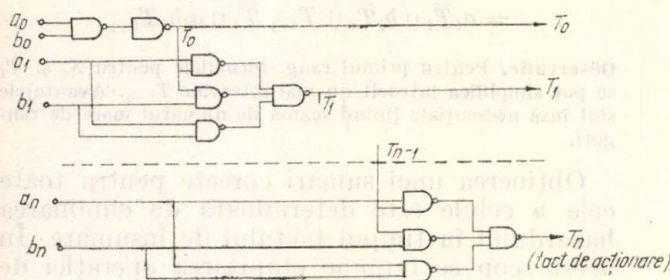


Fig. 5

fiecare etaj introduce două nivele de întârziere, considerînd nivel de întârziere timpul de propagare printr-o poartă NAND. Acest timp de propagare poate fi considerat, acoperitor, de 20 ns (circuitule integrate din seria E — cele mai lente — au timpi de catalog 13 ns, iar cele

din seria HE, 6 ns), deci: în cazul a circa 15 ranguri binare timpul total de propagare este de aproximativ $2 \times 15 \times 20 = 600$ ns = 0,6 μ s, ceea ce corespunde la posibilitatea utilizării unei frecvențe maxime de circa 1–2 MHz, absolut acoperitoare pentru cea mai bună precizie, în condițiile în care viteza tehnologică rapidă nu poate depăși 4000 mm/min.

Fiind rezolvată problema calculării anticipate a transportului, schema de principiu pentru sumatorul propriu-zis, pentru un rang este cea din figura 6. La apariția tactului de calcul

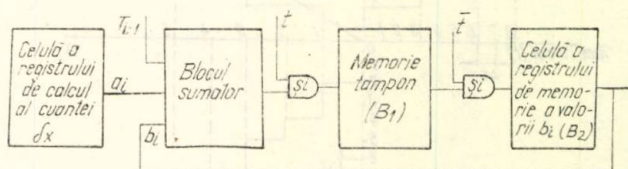


Fig. 6

t ($t = 1$), informația calculată de blocul Σ este înscrisă în bistabilul B_1 (de tip RST), timp în care bistabilul B_2 este blocat, întrucît $T_2 = 0$. Cînd tactul de calcul $t = 0$, $T_2 = 1$, iar în B_2 este înscrisă informația memorată în B_1 și care reprezintă acum chiar valoarea b_i necesară determinării transportului și apoi a sumei următoare, cînd din nou $t = 1$. Sinteza funcțiilor logice pentru comanda RS a bistabililor B_1 (R_1 , S_1) și B_2 (R_2 , S_2) se face pe baza tabelor de adevăr. Pentru a nu complica această funcție, se consideră că pe durata $t = 0$, în bistabilul B_1 nu se modifică starea, deci R_1 , S_1 sînt 0, iar la $t = 1$, R_2 , S_2 sînt 0 (tabelul 2).

Tabelul 2

Σ	t	R_1	S_1	Q_1
0	0	0	0	—
0	1	1	0	0
1	0	0	0	—
1	1	0	1	1

$$R_1 = \bar{\Sigma} t$$

$$S_1 = \Sigma t$$

Q_1	t	R_2	S_2	Q_2
0	0	1	0	0
0	1	0	0	—
1	0	0	1	1
1	1	0	0	—

$$R_2 = \bar{Q}_1 \bar{t}$$

$$S_2 = Q_1 t$$

4. Registru sumator cu realizarea secvențială a sumei

O altă posibilitate de realizare a sumării se va prezenta în continuare, păstrînd aceleași condiții ca și la cealaltă variantă de sumare paralel:

- realizarea anticipată a transportului;
- sumarea se face între variabilele a_i , b_i , T_{i-1} (variabile primare);
- variabila de ieșire este starea Q a bistabilului din registrul sumator. Această variabilă trebuie să fie $Q = b$ pentru $t = 0$ și $Q = \Sigma$ pentru $t = 1$, ceea ce înseamnă că la $t = 0$ nu se face sumarea, aceasta începînd la trecerea lui t din

0 în 1, când se realizează $\Sigma = a_i + b_i + T_{i-1}$, sumă memorată în bistabil ($Q = \Sigma$). Valoarea Σ reprezintă noua valoare a lui b_i pentru $t = 0$, necesară pentru determinarea transportului. Bistabilul în care se face înscrierea și memorarea a fost ales de tip JK, dar sinteza se face la fel de comod și cu bistabili RST. În varianta de calcul secvențial al sumei, matricea primitivă a stărilor va fi scrisă în funcție de variabilele $a(a_i)$, $b(b_i)$, $T(T_{i-1})$, t . Ca mărimi de ieșire se vor prezenta atât valorile Q ale ieșirilor, cât și valorile J , K , $\bar{T}_c$ de comandă a bistabilului (tabelul 3). Pentru a facilita înțelegerea modu-

Tabelul 3

t	Q	J	K	$\bar{T}_c$
0	0	0	0	1
1	0	0	0	1
2	0	0	0	1
3	0	0	0	1
4	0	0	0	1
5	0	0	0	1
6	0	0	0	1
7	0	0	0	1
8	0	0	0	1
9	0	0	0	1
10	0	0	0	1
11	0	0	0	1
12	0	0	0	1
13	0	0	0	1
14	0	0	0	1
15	0	0	0	1
16	0	0	0	1
17	0	0	0	1
18	0	0	0	1
19	0	0	0	1
20	0	0	0	1

lui de completare a matricei primitive, se prezintă un tabel de adevăr desfășurat a evoluției stărilor, în care s-a luat și valoarea sumei. Se constată opt cicluri distincte, fiecare având ca stare inițială una din cele opt combinații posibile ale variabilelor primare a , b , T (tabelul 4).

Subciclul A. Deoarece inițial $b = 0$ și $\Sigma = 0$, starea bistabilului nu se modifică, $\bar{T}_c = 1$.

1 — starea inițială a subciclului; 2 — a doua stare stabilă, la $t = 0$ se revine la starea 1.

Subciclul B. Deoarece inițial $b = 0$, iar $\Sigma = 1$, starea Q a bistabilului trebuie să devină 1 și să fie menținută:

3 — starea inițială $J = 1$, $K = 0$ pregătesc înscrierea unității, dar $\bar{T}_c = 1$, deci $Q = 0$ (păstrează starea din care se poate ajunge la 3) (subciclul D, starea 10); 4 — deoarece $t = 1$, se înscrie suma, deci $\bar{T}_c = 0$; 5 — starea provenită din modificarea lui b datorită valorii căpătate de Q la starea 3; Q se păstrează 1 prin $J = 1$, $K = 0$, $\bar{T}_c = 0$; 6 — starea de început pentru un alt subciclu (D); de aceea se pregătește înscrierea valorii 0 a sumei ($J = 0$, $K = 1$), dar $\bar{T}_c = 1$.

Subciclul C. Întrucît inițial $b = 1$ și $\Sigma = 1$, starea bistabilului Q nu se modifică, deci $J = 0$, $K = 0$, $\bar{T}_c = 1$:

7 — starea inițială poate proveni din 6 prin modificarea transportului; 8 — starea finală a subciclului (din 8 se trece în 7 la $t = 0$).

Tabelul 4

	t	T	b	a		Q	Starea	J	K	T_c
A	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
	1	0	0	0	0	0	2	0	0	1
B	0	1	0	0	1	0	3	1	0	1
	1	1	0	0	1	1	4	1	0	0
	1	1	1	0	0	1	5	1	0	0
	0	1	1	0	0	1	6	0	1	1
C	0	0	1	0	1	1	7	0	0	1
	1	0	1	0	1	1	8	0	0	1
D	0	1	1	0	0	1	6	0	1	1
	1	1	1	0	0	0	9	0	1	0
	1	1	0	0	1	0	10	0	1	0
	0	1	0	0	1	0	3	1	0	1
E	0	0	0	1	1	0	11	1	0	1
	1	0	0	1	1	1	12	1	0	0
	1	0	1	1	0	1	13	1	0	0
	0	0	1	1	0	1	14	0	1	1
F	0	1	0	1	0	0	15	0	0	1
	1	1	0	1	0	0	16	0	0	1
G	0	0	1	1	0	1	14	0	1	1
	1	0	1	1	0	0	17	0	1	0
	1	0	0	1	1	0	18	0	1	0
	0	0	0	1	1	0	11	1	0	1
H	0	1	1	1	1	1	19	0	0	1
	1	1	1	1	1	1	20	0	0	1

Subciclul D. b inițial este 1, dar Σ va fi 0, deci Q trebuie să devină 0 și să fie menținută:

9 — se revine din 6, la $t = 1$ se înscrie prin $\bar{T}_c = 0$ valoarea pregătită a sumei (0); 10 — stare provenită din faptul că $b = Q = 0$, dar Q nu se modifică deoarece se mențin $J = 0$, $K = 1$, $\bar{T}_c = 0$. La $t = 0$, din 10 se trece în starea 3.

Subciclul E. b inițial este 0, dar Σ va fi 1, deci din punct de vedere al ieșirilor (J , K , $\bar{T}_c$, Q) se repetă cele din ciclul B:

- ieșirile stării 11 = ieșirile stării 3;
- ieșirile stării 12 = ieșirile stării 4;
- ieșirile stării 13 = ieșirile stării 5;
- ieșirile stării 14 = ieșirile stării 6.

Subciclul F. Inițial $b = 0$, dar Σ va fi tot 0. Ciclul este asemănător cu A:

- ieșirile stării 15 = ieșirile stării 1;
- ieșirile stării 16 = ieșirile stării 2.

Subciclul G. b inițial este 1, dar Σ va fi 0. Din punctul de vedere al ieșirilor ciclul se aseamănă cu D:

- ieșirile stării 17 = ieșirile stării 9;
- ieșirile stării 18 = ieșirile stării 10.

Subciclul H. b inițial este 1, iar Σ va fi 1. Ciclul se aseamănă cu C:

- ieșirile stării 19 = ieșirile stării 7;
- ieșirile stării 20 = ieșirile stării 8.

Întrucît sînt 20 de stări, poligonul legăturilor este foarte complicat și oferă numeroase soluții de alipire. În lucrare este prezentată doar matricea redusă pe care autorul a considerat-o cea mai avantajoasă (tabelul 5). Este suficientă o singură variabilă secundară X .

Tabelul 5

t	Q	J	K	$\bar{T}_c$
0	0	0	0	1
1	0	0	0	1
2	0	0	0	1
3	0	0	0	1
4	0	0	0	1
5	0	0	0	1
6	0	0	0	1
7	0	0	0	1
8	0	0	0	1
9	0	0	0	1
10	0	0	0	1
11	0	0	0	1
12	0	0	0	1
13	0	0	0	1
14	0	0	0	1
15	0	0	0	1
16	0	0	0	1
17	0	0	0	1
18	0	0	0	1
19	0	0	0	1
20	0	0	0	1

Rezultă prin metoda uzuală de sinteză secvențială :

$$X = \bar{t} \bar{b} \cup t x$$

$$J = x (T \oplus a)$$

$$K = \bar{x} (T \oplus a)$$

$$T_c = \bar{t} (T \oplus a)$$

Schema logică cu circuite de tip NAND și bistabil JK pentru un rang este prezentată în figura 7.

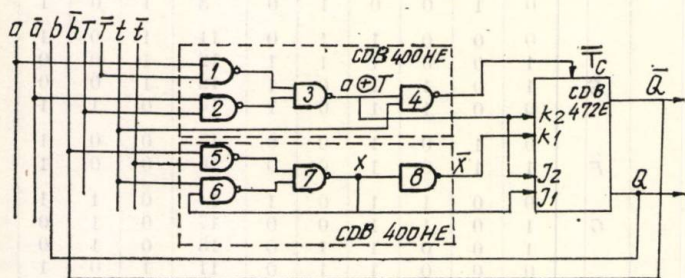


Fig. 7

5. Frecvența de lucru

S-a menționat anterior că una din cerințele la care trebuie să răspundă interpolatorul este menținerea unei viteze tehnologice constante. S-a arătat (15) că frecvența de lucru depinde invers proporțional de lungimea segmentului de interpolat și direct proporțional de viteza impusă.

Întrucât combinațiile viteză-lungime pot varia, se alege dintre ele combinația care necesită frecvența maximă. Introducând mărimea $A = \frac{V}{L}$

— cifră de avans, rezultă că există în permanență $f = NA$ și că $f_{max} = NA_{max}$.

Generarea oricărei frecvențe f se face pe un principiu identic cu al interpolării. Impunându-se o abatere de frecvență Δf , se dimensionează un registru de sumare cu m celule, astfel ca :

$$2^m = M = \frac{A_{max}}{\Delta f}$$

În acest registru se introduce valoarea stabilită a cifrei de avans A pentru fiecare segment; se obține o divizare simbolică $\frac{A}{M}$ și efectuând apoi $A = \sum_{k=1}^M \left(\frac{A}{M} \right)_k$, cu frecvența de calcul f_{max} , se obține chiar frecvența de lucru dorită :

$$f = \frac{f_{max} \cdot A}{A_{max}}$$

6. Concluzii

În lucrare sînt prezentate două soluții pentru realizarea unui dispozitiv de interpolare liniară, precum și schema de principiu a unui dispozitiv de conturare.

Varianta de interpolator liniar cu sumare secvențială oferă o structură logică mai simplă și este mai rapidă decît cea combinațională. Pe baza structurii de sumare secvențială a fost realizat în Laboratorul de automatizare discretă a proceselor al Facultății de automatică un model experimental de conturare pe două axe cu interpolare liniară.

În comparație cu o variantă de analizor diferențial numeric cu sumare serie [4], care oferă avantajul unei structuri mai reduse, deci mai economică, interpolarea prin sumare paralel este mai rapidă, deci poate satisface condiții mai restrictive de lucru în timp real dictate de frecvența de lucru a motoarelor pas cu pas. Integratorul numeric prezentat în lucrare își poate găsi și alte aplicații, între care generatorul de frecvență variabilă descris anterior sau un dispozitiv de interpolare circulară.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Peschel, M. *Systembeschreibung mit der Interpolationstheorie*. In: Messen — Steuern — Regeln, nr. 2, 1973.
- [2] Cardon, M. *La commande numerique de contourage*. In: Machine-Outil, nr. 12, 1972.
- [3] Rose, M. *Digitale Interpolatoren in numerischen Bahnsteuerungen*. In: VEM-Elektro-Anlagebau, nr. 6, 1974.
- [4] Kugler, T., Tiehne, B. *Fertigung und Prüfung von Sinumerik Steuerungen*. In: Siemens Zeitschrift, nr. 47, 1973.

CZ 621.3.078:621.3.016.35

REGLARE AUTOMATĂ
STABILITATE
DERULOARE

Considerente de stabilitate și realizarea unui sistem de reglare automată a poziției buclelor tampon pentru un derulor de bandă magnetică

PETRU CIUREANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Deruloarele de bandă magnetică sînt utilizate în sistemele complexe de calcul ca dispozitive de memorie externă de capacitate mare cu acces serial [1].

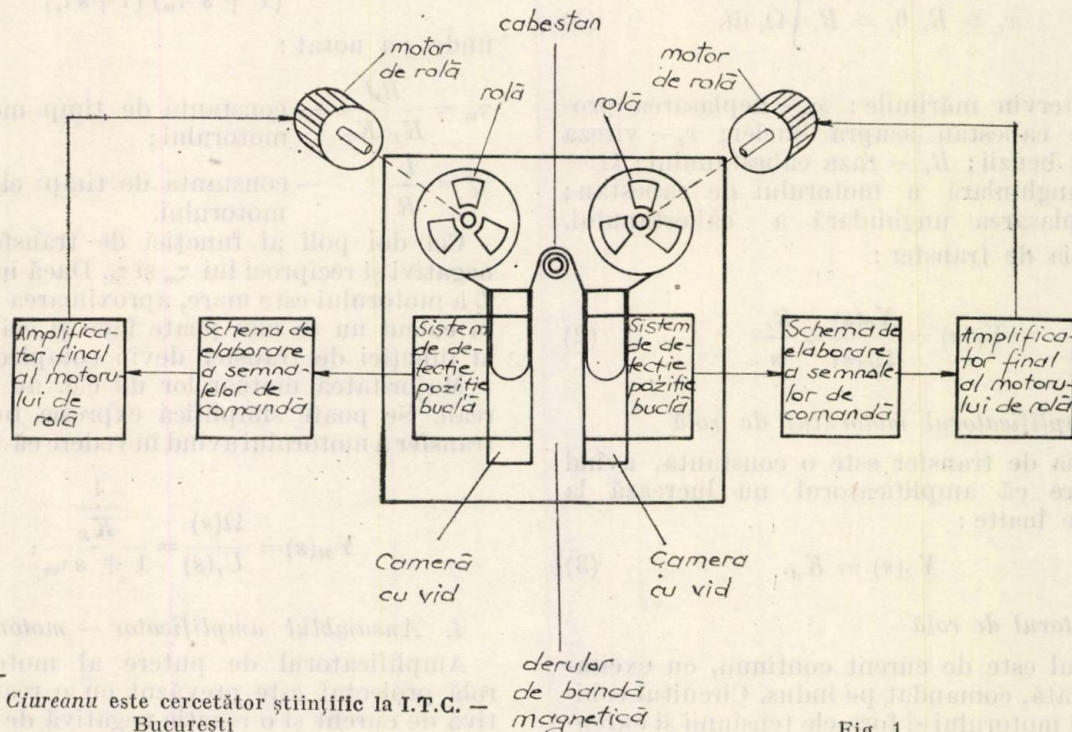
Pentru a nu fi supusă la eforturi mecanice mari, în timpul accelerațiilor sau decelerațiilor, imprimate sistemului de antrenare de către cabestan, banda magnetică se păstrează într-o rezervă tampon, între elementul cu inerție mică (cabestanul) și elementul de inerție mare (rolă), denumită buclă. Lungimea acesteia se menține constantă în timpul funcționării derulorului prin intermediul sistemului de reglare automată a poziției buclei. La accelerare sau frinare, bucla din camera cu vacuum tinde să se scurteze sau să se lungească. În funcție de acest fenomen, sistemul de reglare automată a poziției buclei va comanda motorului de rolă mișcări de rotație cu viteză mare, care vor compensa deplasările anterioare ale buclei, menținînd aceeași cantitate de bandă în cameră. Sistemul este dual, fiecărui motor de rolă corespunzîndu-i o cameră cu vacuum.

Sisteme de detecție a lungimii buclelor de bandă folosite uzual sînt [2]:

— *sisteme discrete* cu 2 sau 3 fotocelule de detecție sau detectoare pneumatice. Aceste sisteme sînt simple și ieftine, dar prezintă dezavantajul că distanța dintre fotocelule fiind mare, poziția buclei se reglează eficient doar prin acționarea unor motoare de rolă puternice și de inerție mică.

— *sisteme continue*, utilizînd o fotorezistență lungă sau o coloană de fotocelule voltaice solare. Sistemul este complet analogic, necesită camere cu vacuum de lungime mică, dar folosește materiale scumpe și are o tehnologie de fabricație complicată.

Sistemul de reglare automată prezentat aici preconizează o soluție de combinare a celor două metode clasice. Prin mărirea numărului de fotocelule de detecție și prin utilizarea modulației în durată a impulsurilor de comandă pentru motoarele de rolă, în funcție de poziția buclei de bandă în camera cu vacuum, acest sistem discret are performanțe compatibile cu sistemele continue, evitînd dezavantajele acestora. Sistemul de reglaj automat este compus din: sistemul de detecție a poziției buclei, schema logică de elaborare a semnalelor de comandă, amplificatorul motorului de rolă și rola (fig. 1).



* Ing. P. Ciureanu este cercetător științific la I.T.C. — București

Fig. 1

Funcția de transfer a sistemului de reglaj automat

În cazul unui sistem de reglaj automat utilizând traductoare pneumatice pentru detecția lungimii buclei, s-au stabilit o schemă-bloc și mărimile care acționează în schemă [3]. Îndeplinirea condiției de mărime de ieșire staționară nulă, adică banda să rămână în echilibru după trecerea procesului tranzitoriu, fiind considerată greu de realizat, se propune ca banda să fie păstrată între două limite, efectuând deci un reglaj bipozițional. Această metodă este într-adevăr mai economică, dar are dezavantajul unor constante de timp mai mari, a unei sensibilități mai scăzute și a unor solicitări mari a elementelor de execuție. Cea mai bună utilizare a reglajului bipozițional cu traductoare pneumatice rămâne folosirea acestei metode ca protecție la un sistem de reglaj a poziției buclei, discret sau continuu, utilizând traductoare fotoelectrice.

Se consideră următoarea schemă-bloc a sistemului de reglaj automat a poziției buclelor de bandă (fig. 2).

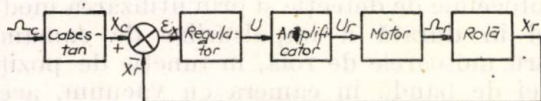


Fig. 2

Se vor estima funcțiile de transfer ale fiecărui element din schema-bloc.

1. Cabestanul

$$x_c = R_c \theta_c = R_c \int \Omega_c dt, \quad (1)$$

unde intervin mărimile: x_c — deplasarea produsă de cabestan asupra buclei; v_c — viteza liniară a benzii; R_c — raza cabestanului; Ω_c — viteza unghiulară a motorului de cabestan; θ_c — deplasarea unghiulară a cabestanului.

Funcția de transfer:

$$Y_c(s) = \frac{X_c(s)}{\Omega_c(s)} = \frac{R_c}{s}. \quad (2)$$

2. Amplificatorul motorului de rolă

Funcția de transfer este o constantă, avînd în vedere că amplificatorul nu lucrează la frecvențe înalte:

$$Y_A(s) = K_A. \quad (3)$$

3. Motorul de rolă

Motorul este de curent continuu, cu excitație separată, comandat pe indus. Circuitul echivalent al motorului și formele tensiunii și curen-

tului prin înfășurarea rotorului sînt prezentate în figura 3.

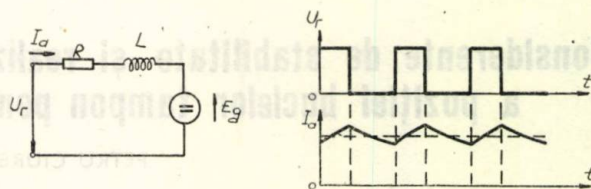


Fig. 3

Considerăm următoarea schemă-bloc pentru motorul de curent continuu (fig. 4):

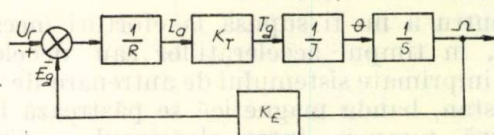


Fig. 4

în schema-bloc intervin mărimile: K_E — constanta electrică a motorului; K_T — constanta de cuplu a motorului; J — momentul total de inerție; T_g — cuplul electromagnetic al rotorului; I_a — curentul prin rotor; θ — unghiul de deplasare al rotorului; Ω — viteza unghiulară a motorului; E_g — tensiunea contraelectromotoare generată.

Expresia funcției de transfer a motorului este:

$$Y_M(s) = \frac{1}{K_E} \frac{1}{(1 + s \tau_m)(1 + s \tau_e)}, \quad (4)$$

unde s-a notat:

$$\tau_m = \frac{RJ}{K_E K_T} \text{ — constanta de timp mecanică a motorului;}$$

$$\tau_e = \frac{L}{R} \text{ — constanta de timp electrică a motorului.}$$

Cei doi poli ai funcției de transfer vor fi negativi și reciproci lui τ_m și τ_e . Dacă inductanța L a motorului este mare, aproximarea introdusă în calcul nu se mai poate face și cei doi poli ai funcției de transfer devin complecși.

Majoritatea motoarelor de c.c. au însă poli reali. Se poate simplifica expresia funcției de transfer a motorului avînd în vedere că $\tau_m > 10 \tau_e$:

$$Y_M(s) = \frac{\Omega(s)}{U_r(s)} = \frac{1}{K_E} \frac{1}{1 + s \tau_m}. \quad (5)$$

4. Ansamblul amplificator — motor de rolă

Amplificatorul de putere al motorului de rolă proiectat este prevăzut cu o reacție pozitivă de curent și o reacție negativă de tensiune.

Acste reacții încrucișate se introduc într-o schemă-bloc a ansamblului amplificator-motor de rolă (fig. 5).

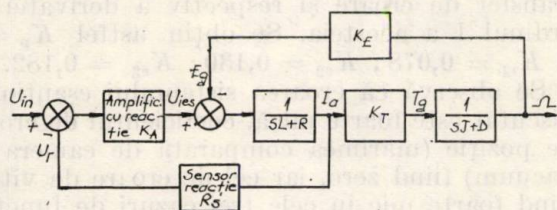


Fig. 5

Funcția de transfer a ansamblului este, potrivit [5]:

$$Y_{AM}(s) = \frac{\frac{K_A}{sL+R} \cdot \frac{K_T}{sJ}}{1 + \frac{K_A \cdot R_s}{sL+R} + \frac{K_T}{sL+R} \cdot \frac{K_E}{sJ}} \quad (6)$$

Pentru L mic funcția de transfer devine:

$$Y_{AM}(s) = \frac{\frac{K_A}{K_E}}{1 + s\tau_M}, \quad (7)$$

unde:

$$\tau_M = \frac{(R + K_A R_s) J}{K_E K_T} \quad (8)$$

este o constantă de timp a ansamblului amplificator — motor de rolă.

5. Rola de bandă

Se poate scrie o relație în genul relației (1), cu deosebirea că la rolă raza nu mai este constantă, ci variază neliniar în timp:

$$R_r = R_{rm} + \frac{g}{2\pi} \int \Omega_r dt,$$

unde: R_{rm} este raza minimă a rolei; g — grosimea benzii. Avind în vedere că $g \ll R_{rm}$, se poate considera sistemul liniar pe porțiuni, deci funcția de transfer a rolei este:

$$Y_r(s) = \frac{X_r(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{R_{r0}}{s}, \quad (9)$$

unde R_{r0} este raza medie a rolei.

6. Regulatorul

Regulatorul sistemului de reglaj automat al poziției buclelor tampon este constituit din schema de elaborare a semnalelor de comandă pentru motoarele de rolă. Elementul de comparație este chiar bucla de bandă în depla-

sarea ei de-a lungul camerei cu vacuum. Funcția de transfer a sistemului de reglare prin impulsuri se poate calcula cu ajutorul transformatei în z . Elementul generator de impulsuri produce impulsuri dreptunghiulare cu coeficient de umplere constant pe porțiuni, cît timp bucla de bandă se găsește între două fotocelule de detecție. Funcția sa de transfer poate fi considerată egală cu coeficientul de umplere. În sistem există trei coeficienți, corespunzător celor trei situații posibile: $W_1 = \gamma_1 = 0,375$; $W_2 = \gamma_2 = 0,625$; $W_3 = \gamma_3 = 0,875$.

7. Sistemul de reglaj automat

Se consideră o schemă-bloc simplificată în care apar: comparatorul, regulatorul (sub forma unui generator de impulsuri dreptunghiulare, modulate în durată, care introduce o eșantionare în sistemul pînă acum continuu) și partea continuă a sistemului de reglaj automat al poziției buclelor tampon (fig. 6).

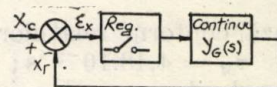


Fig. 6

Funcția de transfer în z a părții continue, la intrarea căreia acționează o funcție discretă, generată de elementul generator de impulsuri, notată cu $W_G(Z)$, se determină după regula generală exprimînd funcția de transfer în s , funcția pondere corespunzătoare și transformata sa în z .

Funcția de transfer a sistemului deschis este:

$$W(Z) = W_1 \cdot W_G(Z) = \frac{\gamma_1 K_G T_0 (1-d)z}{(z-1)(z-d)}, \quad (10)$$

unde:

$$K_G = \frac{K_A}{K_E} R_{r0}; \quad d = e^{-\frac{T_0}{\tau_M}}. \quad (11)$$

Funcția de transfer a sistemului închis este:

$$\Phi(Z) = \frac{\gamma_1 K_G T_0 (1-d)z}{z^2 - [1 + d - \gamma_1 K_G T_0 (1-d)]z + d}. \quad (12)$$

Stabilitatea sistemului de reglaj automat

Se evaluează timpul de trecere al buclei între două fotocelule de detecție:

$$t = \frac{l}{n} \cdot \frac{1}{\frac{v_{reb}}{2}} = 16 \text{ ms},$$

unde intervin mărimile: l — lungimea camerei cu vacuum (0,6 m); n — numărul de zone de detecție (6); v_{reb} — viteza benzii la rebo-binaj (12,7 m/s),

S-a considerat unul din capetele buclei de bandă fixat (capul corespunzător rolei de bandă, elementul cu inerție mare), lucrind cu viteza la rebobinaj care este viteza maximă a benzii magnetice. Pe timpul trecerii între două fotocelule, în cazul cel mai defavorabil, se impune ca generatorul de impulsuri să poată genera o perioadă de impuls dreptunghiular cu coeficient de umplere constant. Deci: $T_0 = 16$ ms; $f_0 = 62,5$ Hz. Frecvența ceasului generator de impulsuri este $f_c = 16/T_0 = 1$ kHz; $t_c = 1$ ms.

Amplificatorul proiectat este un amplificator în impulsuri cu coeficient de amplificare în curent de 1000 și coeficient de amplificare în tensiune de 3. Deci $K_A = 3$. Raza medie a rolei de tip MEMOREX (65 ... 124 mm) este de 100 mm. Datele motorului de c.c. ales (Ragonot MC5FCb 60) sînt: $J = 1,2 \cdot 10^{-3}$ [kgm²]; $R = 13$ [Ω]; $K_E = 1,44$ [Vs/rad]; $K_T = 0,46$ [Nm/A]; $\tau_m = 1,86 \cdot 10^{-3}$ [s]; $R_s = 0,5$ [Ω]

Se calculează conform relațiilor (8) și (11): $K_G = 0,208$; $\tau_M = 4,48 \cdot 10^{-3}$ s; $d = 0,0357$. Se introduc valorile numerice în funcția de transfer a sistemului închis, conform relației (12), în cele trei cazuri de funcționare:

$$\Phi_1(z) = \frac{0,0012 z}{z^2 - 1,0345 z + 0,0357};$$

$$\Phi_2(z) = \frac{0,002 z}{z^2 - 1,0337 z + 0,0357};$$

$$\Phi_3(z) = \frac{0,0028 z}{z^2 - 1,0329 z + 0,0357}.$$

Ecuția caracteristică a sistemului este de forma: $z^2 + Az + B = 0$. Condiția de stabilitate a sistemului în cazul general este $|z| < 1$, rezultind că rădăcinile ecuației caracteristice trebuie să aibă modulul mai mic ca 1, deci polii funcției de transfer să fie cuprinși în cercul unitate din planul z , echivalent cu semiplanul stîng în coordonate s . Condiția este satisfăcută de următoarele trei inegalități: $1 + A + B > 0$; $1 - A + B > 0$; $B < 1$.

Aceste relații se verifică evident, deci sistemul este stabil. Se poate face un calcul al erorii staționare [7].

Se consideră funcția de transfer de eroare a sistemului:

$$\Phi_e(z) = \frac{1}{1 + W(z)} = \frac{(z - 1)(z - d)}{(z - 1)(z - d) + \gamma_1 K_G T_0 (1 - d) z} \quad (13)$$

Utilizînd teorema valorii finale aplicată erorii și considerînd la intrarea sistemului o treaptă

și apoi o rampă unitară, se pot defini coeficientul de eroare de poziție și cel de eroare de viteză ca limite pentru $z \rightarrow 1$ a funcției de transfer de eroare și respectiv a derivatei de ordinul I a acesteia. Se obțin astfel $K_p = 0$ și $K_{v1} = 0,078$; $K_{v2} = 0,130$; $K_{v3} = 0,182$.

Se observă că eroarea sistemului eșantionat discutat este foarte mică, coeficientul de eroare de poziție (mărimea comparată de camera cu vacuum) fiind zero, iar cel de eroare de viteză fiind foarte mic în cele trei cazuri de funcționare.

Realizarea sistemului de reglare automată

Avînd în vedere parametrii propuși pentru derulorul de bandă magnetică (viteza de derulare de 1,905 m/s, viteza de rebobinaj de 12,7 m/s, timp de start/stop de 5 ms), se vor utiliza camere cu vacuum de lungime medie (0,6 m) și un sistem de detecție de tip discret, utilizînd 5 perechi de bec — fototranzistor pentru fiecare cameră.

Detecția este oblică, becurile fiind situate pe un perete lateral al camerei, iar fototranzistorii pe capacul superior. Bucla de bandă va întrerupe legătura optică bec — fototranzistor, semnalizîndu-se astfel poziția ei în camera cu vacuum.

Cele cinci fototranzistoare delimitează 6 zone de detecție a buclei. Se va obține în permanență o informație asupra poziției buclei într-una din zonele A, B, C, D, E și F ale camerei. Comanda aplicată motorului de rolă se face printr-o succesiune de impulsuri dreptunghiulare, modulate în durată, și diferă în funcție de zona în care se găsește bucla de bandă în momentul respectiv. Cînd bucla este într-una din zonele centrale C, D , raportul semnal/pauză al impulsurilor de comandă, cu perioada de 16 ms, va fi de 6/10, cînd bucla este într-una din zonele B, E raportul devine 10/6, iar în zonele A, F , 14/2. Avînd în vedere că motorul de c.c. este cu excitație separată, comandat pe indus, înfășurarea lui integrează succesiunea de impulsuri, obținînd un curent mediu de valoare mare într-una din zonele extreme ale camerei, curentul scăzînd pe măsură ce bucla tinde către poziția de echilibru.

La extremitățile camerei sînt montate comutatoare sensibile la vacuum, care acționează circuitele de protecție la depășirea lor de către buclă.

Semnalul generat de fototranzistori la iluminare este amplificat cu ajutorul unui amplificator operațional $\mu A710$ (fig. 7).

Condensatorul de 68 nF de la intrare are rolul de a filtra paraziții de înaltă frecvență produși de vibrația benzii în cameră. La ieșirea amplificatoarelor apar semnalele logice DEBS, RECS pentru iluminarea fototranzistorului superior din camerele rolei debitoare sau receptoare, DEBCS, RECCS pentru ilu-

minarea fototranzistorului central superior din cele două camere etc. Semnalele de zonă se formează prin introducerea în porți SI a sem-

Amplificatoarele motoarelor de rolă vor fi atacate de 4 semnale, două de mers înainte (DEBDIR și RECDIR) și două de mers înapoi

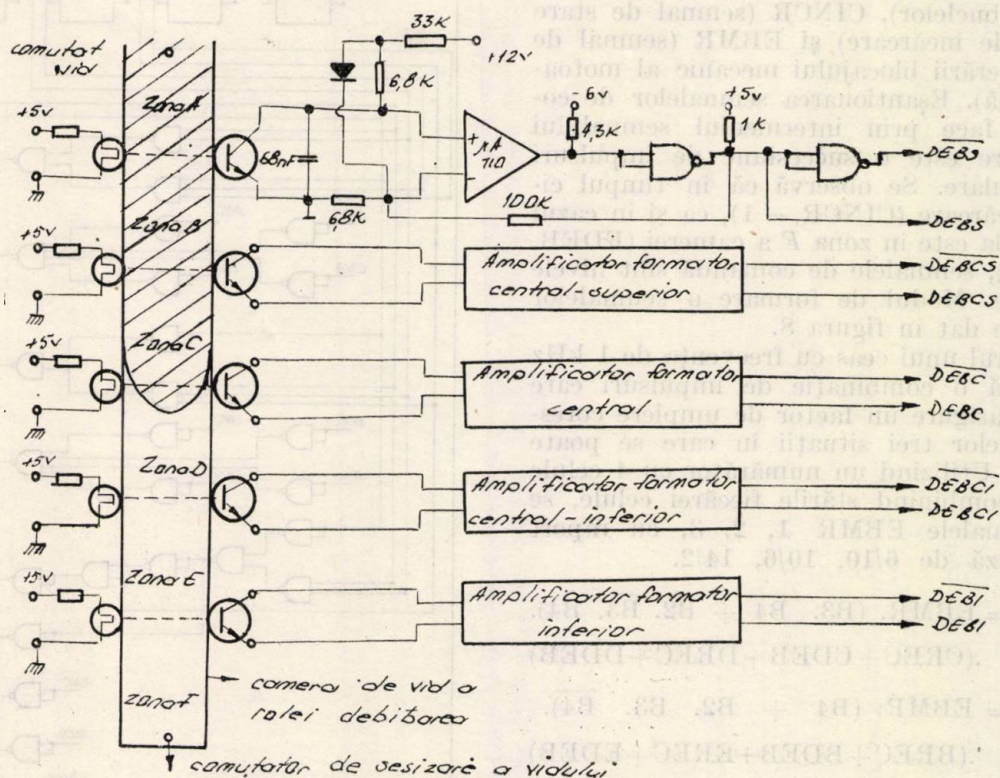


Fig. 7

nalelor de ieșire ale amplificatoarelor, realizându-se următoarele ecuații logice :

$$ADEB = DEBS.DEBCS.DEBC.DEBCI.DEBI$$

$$BDEB = \overline{DEBS}.DEBCS.DEBC.DEBCI.DEBI$$

$$FDEB = \overline{DEBS}.\overline{DEBCS}.\overline{DEBC}.\overline{DEBCI}.\overline{DEBI}$$

pentru rola debitoare și :

$$AREC = RECS.RECCS.RECC.RECCI.RECI$$

$$BREC = \overline{RECS}.RECCS.RECC.RECCI.RECI$$

$$FREC = \overline{RECS}.\overline{RECCS}.\overline{RECC}.\overline{RECCI}.\overline{RECI}$$

pentru rola receptoare. Semnalele de zonă precizează exact zona în care se găsește bucla într-una din camere. La un moment dat nu poate apare decât câte unul din aceste semnale pentru fiecare buclă de bandă,

(DEBREV, și RECREV). Semnalele de comandă se formează cu porți NAND, realizându-se următoarele ecuații logice :

$$DEBDIR = ADEB.BUF.EBMR3 + ADEB.$$

$$.CINCR + BDEB.BUF.EBMR2 + \\ + BDEB.CINCR + CDEB.DIR. \\ .EBMRI$$

$$RECDIR = DREC.DIR.REV.EBMR1 + \\ + DREC.DIR.EBMR1 + EREC. \\ .DIR.REV.EBMR2 + EREC.DIR. \\ .EBMR2 + FREC$$

$$DEBREV = DDEB.DIR.REV.EBMR1 + \\ + DDEB.REV.EBMR1 + EDEB. \\ .DIR.REV.EBMR2 + EDEB.REV. \\ .EBMR2 + FDEB$$

$$RECREV = AREC.BUF.EBMR3 + AREC.$$

$$.CINCR + BREC.BUF.EBMR2 + \\ + BREC.CINCR + CREC.REV. \\ .EBMR1$$

Se observă că în componenţa semnalelor de comandă, pe lângă semnalele de zone intervin şi semnalele: DIR, REV (semnale de stare a mişcării cabestanului), BUF (semnal de stare a formării buclelor), CINCR (semnal de stare a ciclului de încărcare) şi EBMR (semnal de stare a eliberării blocajului mecanic al motoarelor de rolă). Eşantionarea semnalelor de comandă se face prin intermediul semnalului EBMR, care este o succesiune de impulsuri dreptunghiulare. Se observă că în timpul ciclului de încărcare (CINCR = 1), ca şi în cazul în care bucla este în zona *F* a camerei (FDEB, FREC = 1), semnalele de comandă sînt nivele de tensiune. Modul de formare a semnalelor EBMR este dat în figura 8.

Cu ajutorul unui ceas cu frecvenţa de 1 kHz se formează o combinaţie de impulsuri care trebuie să asigure un factor de umplere corespunzător celor trei situaţii în care se poate găsi bucla. Utilizînd un numărator cu 4 celule binare şi combinînd stările fiecărei celule, se obţin semnalele EBMR 1, 2, 3, cu raport semnal/pauză de 6/10, 10/6, 14/2.

$$EBMR1 = EBMR \cdot (B3 \cdot \overline{B4} + \overline{B2} \cdot \overline{B3} \cdot B4) \cdot (CREC + CDEB + DREC + DDEB)$$

$$EBMR2 = EBMR \cdot (B4 + B2 \cdot B3 \cdot \overline{B4}) \cdot (BREC + BDEB + EREC + EDEB)$$

$$EBMR3 = EBMR \cdot [B4 + B3 \cdot \overline{B4} + B2 \cdot (\overline{B4} + B3 \cdot \overline{B4})] \cdot (AREC + ADEB)$$

Diagrama de impulsuri este dată în fig 9.

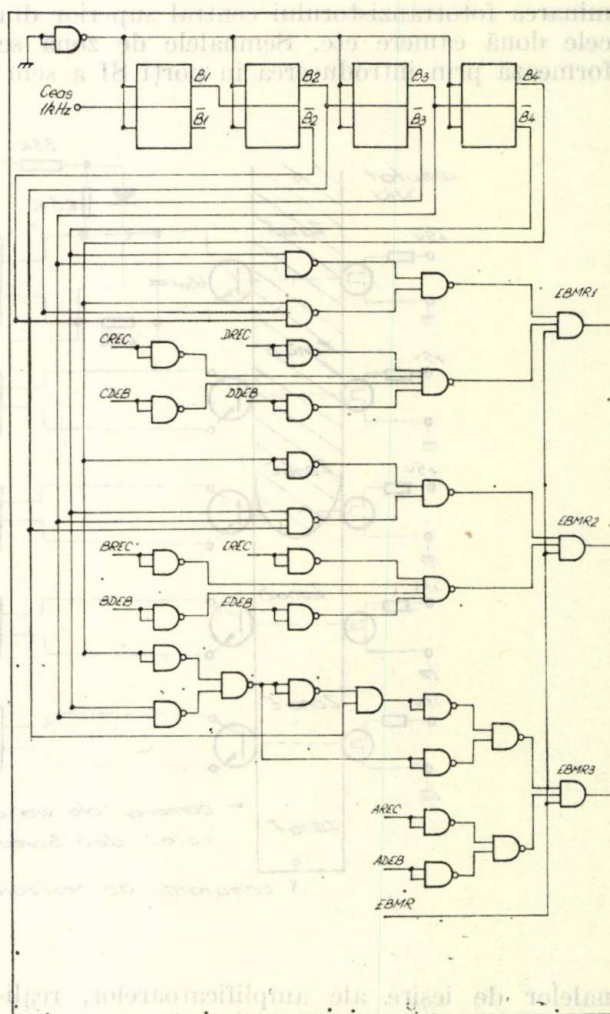


Fig. 8

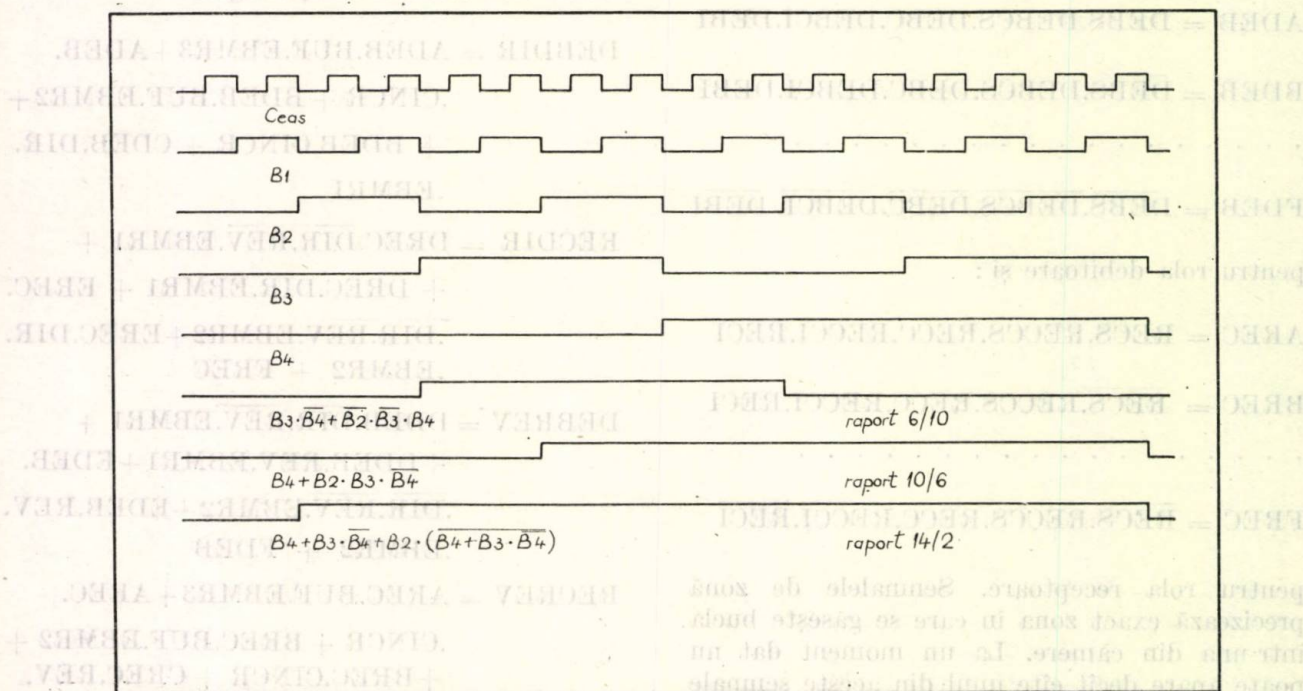


Fig. 9

Un exemplu din care va reieși funcționarea sistemului este următorul: camerele cu vid fiind încărcate cu bandă (BUF = 1), bucla camerei rolei receptoare fiind în zona E (EREC = 1), iar cea a camerei debitoare în zona B (BDEB = 1), se aplică cabestanului comanda de mers înainte (DIR = 1, REV = 0). Se obțin semnalele de comandă RECDIR = 1 și DEBDIR = 1, cu raport semnal/pauză de 10/6, ambele role fiind acționate pentru aducerea buclei în zona de echilibru a camerei. Dacă în aceleași condiții, s-ar fi aplicat cabestanului o comandă de mers înapoi (DIR = 0, REV = 1) semnalele de comandă se anulează, rolele nefiind acționate atunci când buclele tind către echilibru. Se observă clar funcționarea sistemului de comandă a motoarelor de role numai în funcție de poziția buclelor, cabestanul intervenind în sistem ca mărime perturbatoare.

O altă variantă de formare a semnalelor de comandă utilizează două forme ale semnalului de eşantionare: EBMRREC și EBMRDEB, având în vedere că pentru aceeași rolă nu pot apare simultan semnale de comandă cu raport semnal/pauză diferit, bucla avînd definită o poziție unică la un moment de timp dat. Ecuațiile logice sînt identice ca în prima variantă.

numere. Bistabilul QREC va trece în „1” la o anumită stare a număratorului, în funcție de zona în care se găsește bucla de bandă în camera cu vacuum. Dacă bucla se găsește într-una din zonele C sau D bascularea lui QREC va fi comandată de starea S5 a număratorului, dacă se găsește în B sau E, bascularea este comandată de starea S9, iar dacă este în zona A, de starea S13. Indiferent de poziția buclei, QREC este repus în stare inițială de starea S15 a număratorului. În acest fel se realizează rapoartele semnal/pauză de 6/10, 10/6, 14/2. Schema funcționează analog pentru rola debitoare, comanda realizîndu-se prin intermediul bistabilului QDEB. Diagrama de impulsuri este dată în figura 11, iar ecuațiile logice sînt:

$$S/Q_1 = R/Q_1 = „1” \quad S/Q_3 = R/Q_3 = Q_1 Q_2$$

$$S/Q_2 = R/Q_2 = Q_1 \quad S/Q_4 = R/Q_4 = Q_1 Q_2 Q_3$$

$$C/Q_1 = C/Q_2 = C/Q_3 = C/Q_4 = H_{1kHz}$$

$$S5 = Q_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot Q_3 \cdot \bar{Q}_4 \quad S13 = Q_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot Q_3 \cdot Q_4$$

$$S9 = Q_1 \cdot \bar{Q}_2 \cdot \bar{Q}_3 \cdot Q_4 \quad S15 = Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3 \cdot Q_4$$

$$S/QDEB = S5 \cdot (CDEB + DDEB) + S9 \cdot (BDEB + EDEB) + S13 \cdot ADEB \Rightarrow EBMRDEB$$

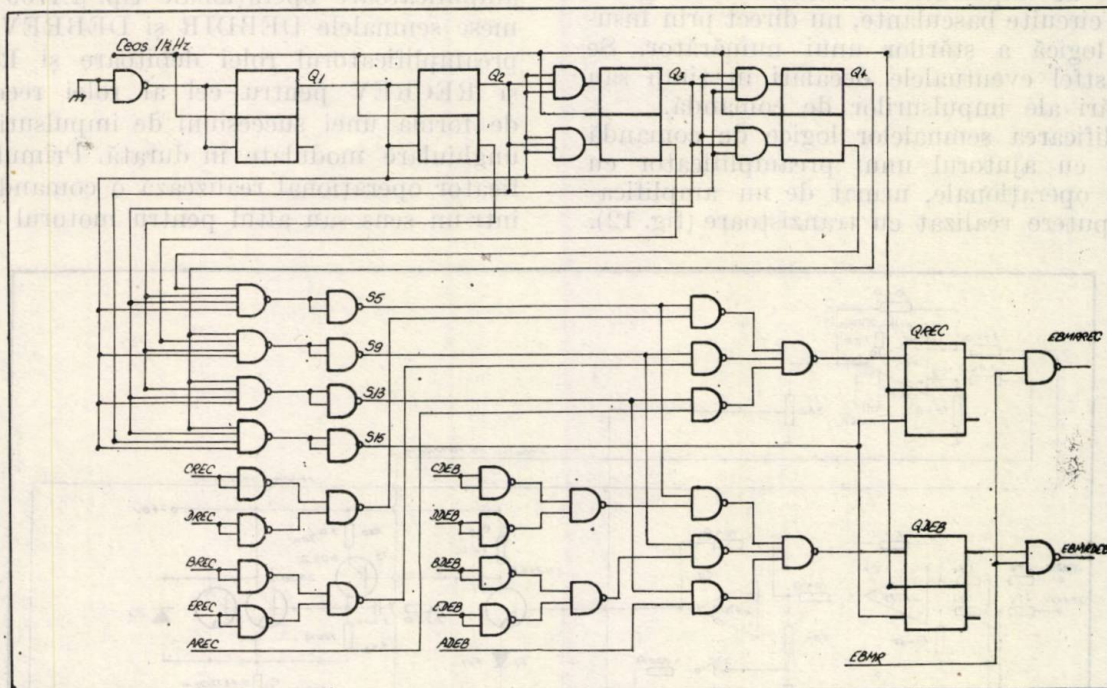


Fig. 10

Modul de realizare al semnalelor de eşantionare este dat în figura 10.

Montajul utilizează un numărator binar cu 4 ranguri și cite un bistabil de comandă pentru rola debitoare și receptoare, atacate de un ceas de 1 kHz. La comanda impulsurilor de tact ale ceasului, număratorul sincron începe să

$$R/QDEB = S15$$

$$S/QREC = S5 \cdot (CREC + DREC) + S9 \cdot (BREC + EREC) + S13 \cdot AREC \Rightarrow EBMRREC$$

$$R/QREC = S15$$

$$C/QREC = C/QDEB = H_{1kHz}$$

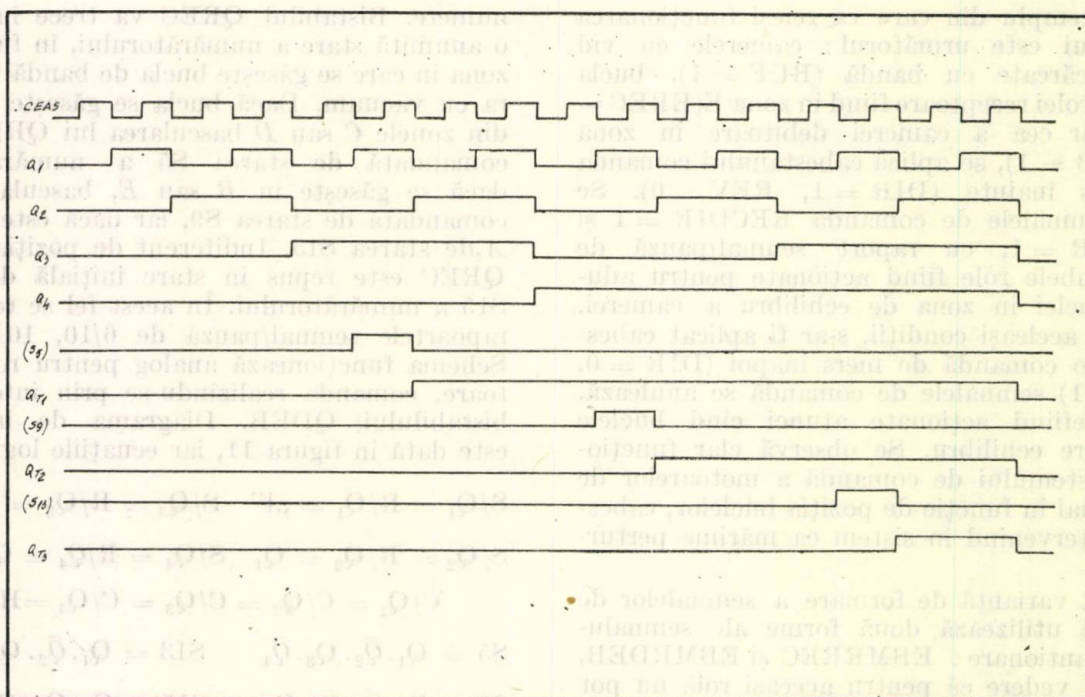


Fig. 1

Această metodă prezintă avantajul că succesiunea de impulsuri de comandă este generată cu circuite basculante, nu direct prin însumarea logică a stărilor unui numărator. Se evită astfel eventualele decalări în timp sau deformări ale impulsurilor de comandă.

Amplificarea semnalelor logice de comandă se face cu ajutorul unui preamplificator cu circuite operaționale, urmat de un amplificator de putere realizat cu tranzistoare (fig. 12).

La intrarea preamplificatorului realizat cu amplificatoare operaționale tip $\mu A709$ se primesc semnalele DEBDIR și DEBREV pentru preamplificatorul rolei debitoare și RECDIR și RECREV pentru cel al rolei receptoare, de forma unei succesiuni de impulsuri dreptunghiulare modulate în durată. Primul amplificator operațional realizează o comandă unică într-un sens sau altul pentru motorul de rolă.

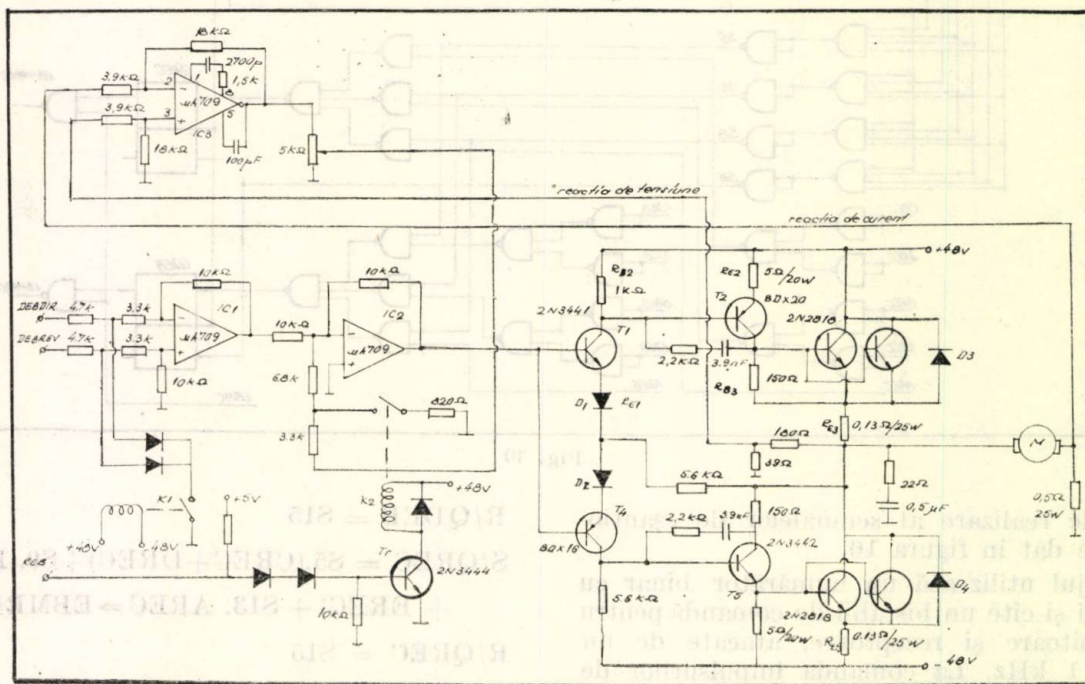


Fig. 12

Al doilea însumează și reacția furnizată de IC3. Semnalul său de ieșire va ataca amplificatorul final cu tranzistoare, proiectat conform [8], începînd de la caracteristicile electrice ale motorului ales (Ragonot tip MC5F — Gb60): tensiunea de alimentare de 48 V, curentul absorbit de 6 A, rezistența indusului de 0,8 ohm, puterea utilă în mers normal de 15, 4 W puterea nominală de 220 W.

Diodele D_1 și D_2 au rolul de a introduce un prag de limitare a derivatei de nul și a zgomotului de fond a semnalului de comandă. Tranzistoarele T_2 și T_5 sînt protejate împotriva oscilațiilor de înaltă frecvență prin cele două grupuri serie RC montate între bază și colector. Rezistențele R_{B3} , R_{E5} , R_{E3} , R_{E5} protejează etajul final împotriva ambalării termice. Diodele D_3 și D_4 sînt diode de nul și preiau curentul prin motor în momentul blocării tranzistorului final, protejîndu-l la supratensiune. Grupul RC în paralel cu sarcina elimină paraziții de comutație generați de periile motorului.

De pe rezistențele de 180 și 39 ohmi se culege o fracțiune din tensiunea de ieșire a amplificatorului, iar de pe rezistența de 0,5 ohmi, în serie cu motorul, se culege o tensiune proporțională cu curentul prin motor. Cele două reacții, reacția negativă de tensiune a amplificatorului și reacția pozitivă de curent a motorului, vor ataca amplificatorul de reacție IC3. Reacția globală este negativă și mărește stabilitatea montajului. Frațiunea de reacție pozitivă de curent aduce o îmbunătățire considerabilă a răspunsului tranzitoriu al curentului prin motor. Acest lucru este foarte important la motoarele de role, avînd în vedere că acestea au inductanțe interne mari, deci saltul de curent prin ele se face mai încet decît la motorul de cabestan. Releul K_1 este de protecție, scurtcircuitînd semnalul de comandă la intrare, dacă una din tensiunile de alimentare dispăre. Releul K_2 este acționat la comanda de rebobinaj dată motorului de cabestan. Contactul său se închide, micșorînd reacția globală negativă a amplificatorului, crescînd deci cîștigul în bucla de reglaj și comandînd motorul mai puternic. În regim de lucru normal frinarea motoarelor se face prin intermediul sistemului de reglare automată a poziției buclei. După o comandă de rotație într-un sens, la terminarea comenzii, bucla va continua să se deplaseze în cameră, datorită iner-

ției mari a motorului de rolă, depășind poziția de echilibru. În acest moment va fi generată o comandă de rotație în sens invers la motorul de rolă, pentru a duce bucla la echilibru, comandă care va constitui de fapt frinarea dinamică a motorului. În cazul unei avarii, alimentarea amplificatorului de putere este decuplată, iar frinarea motorului se face prin scurtcircuitarea acestuia printr-un tiristor, dispozitivul făcînd parte din sistemul de protecție al derulorului.

4. Concluzii

Sistemul de reglare automată a poziției buclelor de bandă în camerele cu vacuum prezentat, aproximează metoda de reglare continuă printr-o reglare discretă, utilizînd un număr mai mare de fotocelule de detecție. Precizia aproximării crește prin folosirea modulației în durată a impulsurilor de comandă a motoarelor de role, în funcție de lungimea buclelor tampon. Motoarele de rolă sînt acționate diferit, mărimea curentului prin motor fiind determinată de zona în care se găsește bucla la momentul dat în camera cu vacuum. Se obțin, astfel pentru un sistem digital discret, performanțe perfect compatibile cu cele ale sistemelor analogice continue, utilizînd însă materiale ieftine, montaje cu fiabilitate ridicată și tehnologii de fabricație mai puțin costisitoare.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Avramescu, A. ș.a. *Echipamentele periferice ale calculatoarelor numerice*. București, Ed. tehnică, 1970.
- [2] Oltean, I. T. și Ciureanu, P. *Sisteme de detecție și reglare automată a poziției buclelor de bandă pentru un derulor de bandă magnetică*. In: E.E.A., nr. 4—5, 1974.
- [3] Florea, M. și Nisipeanu, N. *Sisteme de reglaj automat în dispozitivele periferice ale calculatoarelor numerice*. In: Automatica și Electronica, nr. 1, 1972.
- [4] Fransua, Al. și Teodorescu, S. *Servomotoare electrice în sisteme automate*. București, Ed. tehnică, 1966.
- [5] * * * D.C. MOTORS, *Speed Controls, Servosystems*. Electrocraft Corp. Handbook, 1973.
- [6] Besekerski, V. A. ș.a. *Teoria reglării automate*. București, Ed. tehnică, 1964.
- [7] Călin, S., Dumitrache, I. și Dimo, P. *Automatizări electronice*. București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.
- [8] Glazenko, T. A. *Amplificatoare de impulsuri cu semiconductoare în acționările electrice*. București, Ed. tehnică, 1967.

CZ 621.3.078

APARATE ANALOGICE
COMUTARE AUTOMATĂ SCARA

Comutarea automată a scării în aparate electronice de măsură cu indicare analogică

EMIL GHELBERG* — BUCUREȘTI

În ultimii ani, numărul aparatelor electronice de măsură și control cu afișare digitală a crescut considerabil în raport cu cel al aparatelor cu indicare analogică. Cu toate acestea există încă domenii în care aparatura analogică nu a putut fi înlocuită cu cea digitală, cum ar fi măsurarea mărimilor fluctuante în timp.

Consumul sporit de putere al unora dintre aparatele digitale, consum datorat afișajului, face dificilă folosirea lor ca aparate portabile. De asemenea, prețul de vânzare, deocamdată mai ridicat al afișării digitale față de cea analogică, reprezintă un motiv în plus pentru existența unor domenii de măsurare, în care aparatura digitală coexistă cu cea analogică.

Apare deci justificată perfecționarea aparatelor electronice cu indicare analogică, prin introducerea în componența lor a unui circuit de comutare automată a scării.

În acest caz instrumentul indicator are două capete de scală: 10 și 3,16, respectiv 10 și 3.

Circuitul de comutare automată a scării, propus în articol, realizează schimbarea automată a scării de lucru a aparatului în funcție de modificările mărimii de măsurat, permițând astfel ca citirea să se facă pe ultimele două treimi ale scalei instrumentului.

Aparatele electronice analogice care măsoară, fie direct o tensiune, fie o mărime fizică convertită în tensiune de un traductor, sînt constituite, exceptînd unele circuite specifice mărimii măsurate, din: un etaj de intrare, un lanț de amplificare-atenuare în trepte, un detector și un instrument indicator. Schema circuitului de comutare automată a scării și modul lui de introducere în componența unui astfel de aparat sînt arătate în figura 1.

Circuitul primește la intrare tensiunea continuă de pe instrumentul indicator. Această

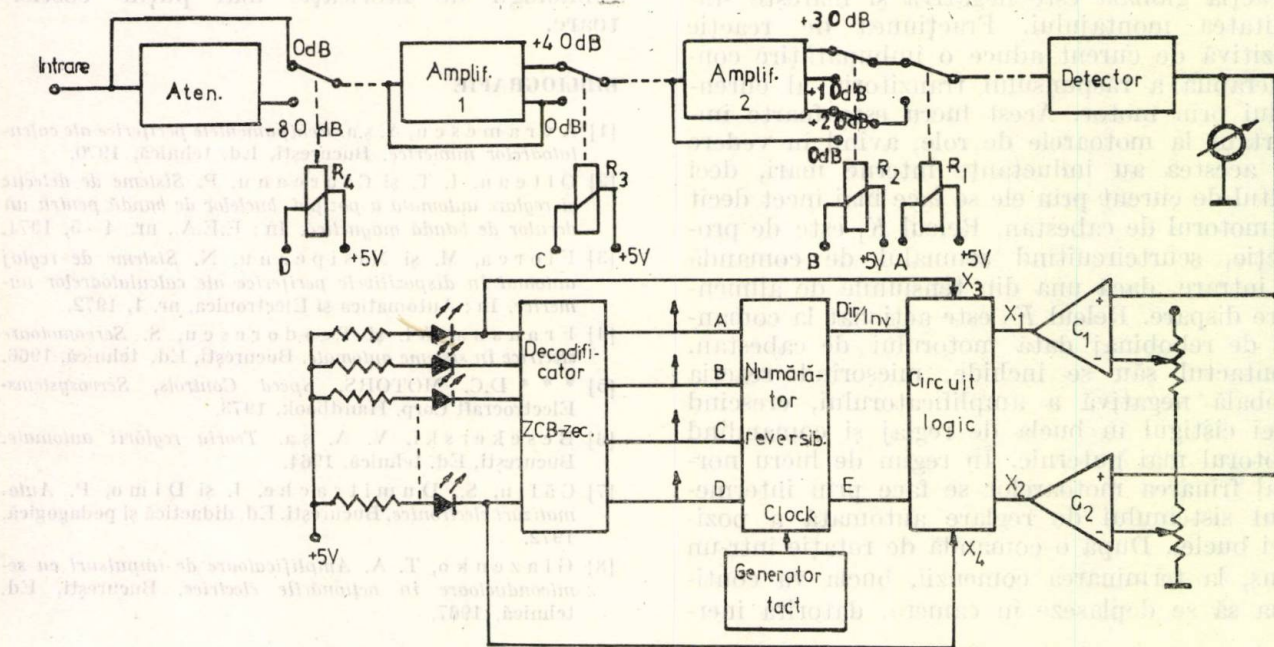


Fig. 1

Majoritatea aparatelor electronice de măsură cu indicare analogică, sînt aparate de tip voltmetru, care au scări de amplificare din 10 în 10 dB sau scări multiplii de 3 și de 10.

* Ing. E. Ghelberg este cerc. șt. în cadrul I.C.E. — București,

tensiune este comparată în comparatoarele C_1 și C_2 cu cîte o tensiune care reprezintă tensiunea continuă ce provoacă deviația acului indicator al instrumentului la capătul scalei (U_0) și respectiv o tensiune egală cu aproxi-

mativ 0,3 din cea de mai înainte. Ieșirile comparatoarelor comandă un circuit logic, semnalând următoarele trei situații:

a — tensiunea pe instrument mai mică ca $0,3 U_c$;

b — tensiunea pe instrument mai mare ca $0,3 U_c$ și mai mică ca U_c ;

c — tensiunea pe instrument mai mare ca U_c .

Cele două ieșiri ale circuitului logic comandă un numărător reversibil, care numără impulsurile unui generator de tact. Fiecărei stări a numărătorului reversibil i se pune în corespondență o treaptă de amplificare a lanțului de măsură, deci o anumită scară.

Este necesar, deci, un numărător reversibil decadic sau binar, în funcție de numărul treptelor de amplificare dorite. Punerea în corespondență a stărilor numărătorului reversibil cu treptele de amplificare se face prin comanda de către numărător a unor relee „reed” introduse între celulele lanțului de amplificare-atenuare. Comanda acestor relee se poate face printr-o decodificare corespunzătoare a stărilor numărătorului, sau mai simplu, chiar de către celulele numărătorului.

Într-adevăr dacă ieșirile A , B , C , D ale numărătorului comandă respectiv releele R_1 , R_2 , R_3 , R_4 și aceste relee sînt amplasate pe lanțul de amplificare ca în figura 1, rezultă pentru diferitele stări ale numărătorului amplificările din tabelul 1. Lanțul de măsură se

Tabelul 1

Starea	D	C	B	A	Amplificarea lanțului de măsură, dB
0	0	0	0	0	+70
1	0	0	0	1	+60
2	0	0	1	0	+50
3	0	0	1	1	+40
4	0	1	0	0	+30
5	0	1	0	1	+20
6	0	1	1	0	+10
7	0	1	1	1	0
8	1	0	0	0	-10
9	1	0	0	1	-20
10	1	0	1	0	-30
11	1	0	1	1	-40
12	1	1	0	0	-50
13	1	1	0	1	-60
14	1	1	1	0	-70
15	1	1	1	1	-80

compune dintr-un atenuator de 80 dB, un amplificator de 40 dB și un al doilea amplificator cu treptele 10, 20 și 30 dB. În figura 1 releele sînt reprezentate în poziția obținută cu comandă „0” de la numărător.

Dacă este necesar ca aparatul să aibă o amplificare mai mare de 70 dB se mai poate introduce pe lanț un etaj de amplificare fixă. Circuitul logic are două ieșiri, una comandă intrarea Direct/Invers a numărătorului, iar cealaltă intrarea „Enable”.

În cazul cînd comparatoarele indică situația a , la sosirea unui impuls de tact se comandă cu „1” (Invers) pe intrarea Dir/Inv a numărătorului și cu „0” pe „Enable”, obținîndu-se astfel trecerea numărătorului într-o stare corespunzătoare unei trepte de amplificare mai mare. Operația se repetă la sosirea următorului impuls de tact, pînă ce se ajunge la o amplificare corespunzătoare cazului b . În această situație circuitul logic comandă cu „1” pe „Enable”, determinînd blocarea numărătorului în această stare, indicația pe instrumentul indicator al aparatului fiind astfel în ultimele două treimi ale scalei.

Dacă ieșirile comparatoarelor semnalează cazul c , căutarea situației b se face invers decît la a , pe Dir/Inv, comandîndu-se cu „0” (Direct), iar pe „Enable” cu „0”.

Pentru a evita bascularea între două scări, comparatoarele au o reacție pozitivă care le dă un histerezis, transformîndu-le în trigger Schmitt.

Pe panoul aparatului, alături de instrumentul indicator, se montează un șir de diode electroluminescente, fiecare desemnînd o scară a aparatului.

Aceste diode pot fi comandate de un decodificator zecimal codificat binar în zecimal sau zecimal codificat binar în binar, care decodifică stările numărătorului, aprinzînd cîte o diodă electroluminescentă la fiecare stare a sa.

După cum se observă din figura 1, circuitul logic care comandă numărătorul mai are ca intrări, în afară de ieșirile comparatoarelor, ieșirea decodicatorului care comandă diodele electroluminescente, corespunzătoare treptei celei mai sensibile a aparatului și ieșirea corespunzătoare treptei celei mai puțin sensibile. Aceasta deoarece circuitul logic trebuie să blocheze numărătorul în cazul în care tensiunea pe instrument este mai mică ca $0,3 U_c$ și amplificarea aparatului este maximă, precum și în cazul în care tensiunea pe instrument este mai mare ca U_c și atenuarea aparatului e maximă. Este evident că în ambele cazuri, dacă nu s-ar introduce aceste intrări în circuitul logic, numărătorul și-ar schimba continuu starea.

Dacă se notează cu X_1 , X_2 , X_3 , X_4 semnalele la ieșirile comparatoarelor C_1 și C_2 , respectiv ieșirea decodicatorului corespunzătoare treptei de amplificare maximă și ieșirea decodifi-

catorului corespunzătoare treptei de atenuare maximă, ținând seamă de cele arătate, se poate realiza sinteza circuitului logic potrivit tabelului 2.

Tabelul 2

X_1	X_2	X_3	X_4	Dir/Inv	E	Observații
0	0	0	0	*	*	nu apare $X_3 = 0$; $X_4 = 0$
0	0	0	1	1	1	
0	0	1	0	1	0	
0	0	1	1	1	1	
0	1	0	0	*	*	nu apare $X_3 = 0$; $X_4 = 0$
0	1	0	1	*	1	
0	1	1	0	*	1	
0	1	1	1	*	1	
1	0	0	0	*	*	nu apare $X_1 = 1$; $X_2 = 0$
1	0	0	1	*	*	nu apare $X_1 = 0$; $X_2 = 0$
1	0	1	0	*	*	„
1	0	1	1	*	*	„
1	1	0	0	*	*	nu apare $X_3 = 0$; $X_4 = 0$
1	1	0	1	0	0	
1	1	1	0	0	1	
1	1	1	1	0	1	

* - „0” sau „1”

Deci: $\text{Dir/Inv} = \bar{X}_2$.

În figura 2 este reprezentată diagrama Karnaugh pentru E .

$X_1 X_2$		$X_3 X_4$			
$X_3 X_4$	$X_1 X_2$	00	01	11	10
	00	*	*	*	*
	01	1	1	0	*
	11	0	1	0	*
$X_3 X_4$	10	0	1	1	*

Fig. 2

Efectuând minimizarea rezultă $E = \bar{X}_1 X_4 + \bar{X}_2 X_3$, funcție ce poate fi realizată cu circuitul din figura 3, unde se obține și comanda Dir/Inv. Cele patru porți SI-NU sînt conținute într-un circuit de tipul SN54/7400.

Comparatoarele folosite trebuie să încarce foarte puțin detectorul aparatului. Numărătorul reversibil poate fi de tipul SN54/74190

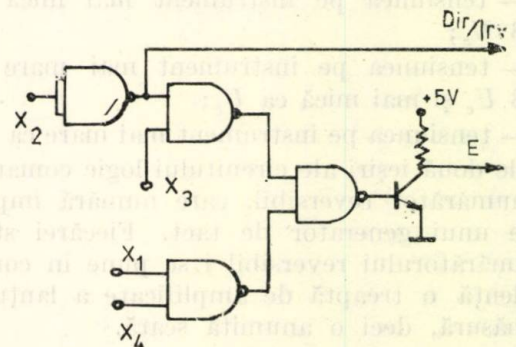


Fig. 3

(decadic) sau SN54/74193 (binar). Decodificatorul este de tipul SN54/7442, 54/7445, 54/74145 pentru decodificare zecimal codificat binar în zecimal și SN54/74154, pentru decodificare zecimal codificat binar în binar. Frecvența generatorului de tact introdus pe intrarea de „clock” a numărătorului reversibil trebuie să fie mai mică ca frecvența minimă de lucru a aparatului.

Trebuie remarcat că modul de amplasare a releelor pe lanțul de măsură asigură o reducere a amplificării de la ieșirea spre intrarea aparatului, pentru obținerea unui raport semnal-zgomot bun.

Rezistența neglijabilă a contactelor releelor „reed” face ca amplificarea să nu depindă de aceasta, cum s-ar întâmpla dacă contactele s-ar realiza cu tranzistoare cu efect de câmp. În plus în acest caz s-ar obține și variații ale amplificării datorită modificării rezistenței de contact cu temperatura. Circuitul de comutare automată a scării, descris în articol, crește puțin prețul de cost al aparatului, asigurând în schimb o comoditate ridicată în manevrarea sa.

CZ 681.322:681.3[.061+.985]

FILTRE DIGITALE
COMANDA NUMERICĂ
EFECTE PI-PD DIGITALE

Considerații privind utilizarea filtrelor digitale în comanda numerică a mașinilor-unelte

NICOLAE SPRÎNCEANĂ ȘI GHEORGHE SĂNDULESCU* — BUCUREȘTI

1. Introducere

Cercetările ultimilor ani au condus la descoperirea, dezvoltarea și aplicarea unor principii și dispozitive deosebit de eficiente în prelucrarea semnalelor. În această privință sînt enumerabile aplicațiile funcțiilor Walsh, utilizarea transformatei Fourier rapide (FFT), filtrele digitale, dispozitivele cu prelucrarea hibridă a informației, precum și multitudinea de procedee digitale de prelucrare a trenurilor de impulsuri.

Dacă originea filtrării digitale se află în eforturile trecute de a simula în logică programată procesarea semnalelor analogice, în actuala etapă datorită impactului cu tehnica LSI caracterizată printr-o dezvoltare asimptotică, filtrarea digitală își extinde aplicațiile prin utilizarea filtrelor în logică cablată.

Cu o multitudine de excepții puțin semnificative filtrele digitale pot fi împărțite în următoarele trei categorii :

- filtre digitale recursive ;
- filtre utilizînd transformată Fourier discretă și în special discretă rapidă FFT și FFT⁻¹ ;
- filtre digitale pentru semnale digitale, în special pentru trenuri de impulsuri modulate delta.

Filtrele digitale recursive pot fi caracterizate prin utilizarea transformatei Z . Fiind eșantionat semnalul continuu $e(t)$ în n secvențe și obținîndu-se $e(T)$, $e(2T)$... $e(nT)$ valori numerice la tactii T , $2T$... nT , transformata Z este dată de relația :

$$F(Z) = \sum e(nT) Z^{-n}(1), \quad (1)$$

unde :

$$Z = e^{Ts},$$

s fiind variabila complexă Laplace.

Pentru a defini funcția de transfer digitală se pornește pentru sistemul liniar de la relația dintre ieșirile discrete y_n și valorile eșantioanelor de intrare x_n în domeniul timp :

$$y_n + b_1 y_{n-1} + \dots - b_M y_{n-M} = a_0 x_n + a_1 x_{n-1} + \dots + a_N x_{n-N}, \quad (2)$$

care devine :

$$y_n = \sum_{i=0}^N a_i x_n - \sum_{i=1}^M b_i y_{n-i}, \quad (3)$$

iar în domeniul Z :

$$Y(Z) \left(1 + \sum_{i=1}^M b_i Z^{-i} \right) = X(Z) \sum_{i=0}^N a_i Z^{-i} \quad (4)$$

și deci :

$$Y(Z) = H(Z) \cdot X(Z), \quad (5)$$

unde :

$$H(Z) = \frac{\sum_{i=0}^N a_i Z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^M b_i Z^{-i}} \quad (6)$$

reprezintă funcția de transfer a filtrului digital.

Relația (2) în domeniul timp oferă răspunsul filtrului digital recursiv :

$$y_n = a_0 x_n + \dots + a_N x_{n-N} - b_1 y_{n-1} - \dots - b_M y_{n-M} \quad (7)$$

și respectiv în domeniul Z :

$$Y(Z) = \sum_{i=0}^N a_i Z^{-i} X(Z) - \sum_{i=1}^M b_i Z^{-i} Y(Z). \quad (8)$$

Relația (7) arată că semnalul de ieșire în fiecare moment depinde nu numai de un număr finit al valorilor de intrare anterioare, ci și de valoarea prezentă a semnalului de intrare, precum și de un număr finit de valori trecute ale semnalului de ieșire.

Relația (8) sugerează configurația filtrului recursiv care va fi completat cu un convertor analog numeric pentru obținerea eșantioanelor ca valori numerice ale amplitudinii de intrare la fiecare T și un convertor numeric-analogic pentru formarea semnalului analogic de ieșire

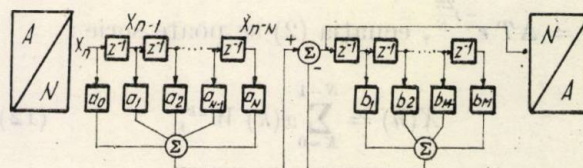


Fig. 1

pe frecvența determinată de coeficienții a_i , b_i (fig. 1). Elementele de tip Z^{-1} realizează întîrzierea ($Z = e^{Ts}$) în luarea în considerare a valorilor numerice din etapele de calcul.

* Conf. dr. ing. N. Sprînceană își desfășoară activitatea la I.P.B. și cerc. șt. doctorand ing. G. Săndulescu, la I.P.A.

Operațiile de bază pentru realizarea filtrului digital sînt întîrzierea, adunarea și multiplicarea valorilor numerice. Întîrzierea este simplu realizabilă, de exemplu, cu ajutorul unui registru de deplasare conținînd valorile numerice ale eșantioanelor. Operația de deplasare este comandată de către frecvența de calcul corespunzătoare lui $1/e^{TS}$.

Filtrele digitale nonrecursive realizate cu ajutorul transformatei Fourier discrete DFT sau discrete rapide FFT s-au dezvoltat atît sub forma unor programe, cît și a unor realizări utilizînd în special MOS — LSI.

Se vor prezenta foarte succint avantajele utilizării FFT în filtrarea digitală.

Pentru N eșantionări în perioada T transformata Fourier discretă pentru componentele spectrale în funcție de valorile eșantioanelor în timp este :

$$X(f_n) = \Delta T \sum_{k=0}^{N-1} x(t_k) e^{-j2\pi f_n t_k}, \quad (9)$$

unde $n = 0 \pm 1 \pm 2 \dots \pm \frac{N}{2}$.

Notînd : $\Delta T = \frac{T}{N}$; $\Delta f = \frac{1}{T}$; $t_k = K\Delta T$ și

$f_n = n\Delta f$,

$$X(n) = \Delta T \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}, \quad (10)$$

unde $n = 0, 1, 2 \dots N-1$, iar componentele în domeniul timp :

$$x(k) = \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{+j2\pi \frac{nk}{N}}, \quad (11)$$

unde $K = 0, 1, 2, \dots N-1$.

Ecuatiile (10) și (11) reprezintă perechea transformatoarelor Fourier, indicînd că fiind date N eșantioane ale undei prin folosirea relației (10), se obțin N eșantioane ale spectrului și dîndu-se N eșantioane ale spectrului, cu ecuația (11), se obțin N eșantioane ale undei.

Notînd :

$W = \Delta T e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, ecuația (2) se poate scrie :

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) W^{nk}, \quad (12)$$

care se exprimă matricial [3] :

$$|X(n)| = |W^{nk}| |X_0(k)| \quad (13)$$

Exemplificînd pentru $N = 5$, ceea ce înseamnă că se vor lua 5 eșantioane ale undei și

se vor obține 5 eșantioane ale spectrului, se poate scrie ecuația (5) sub forma matricială :

$$\begin{pmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ X(3) \\ X(4) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 & W^4 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 & W^8 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 & W^{12} \\ W^0 & W^4 & W^8 & W^{12} & W^{16} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_0(0) \\ X_0(1) \\ X_0(2) \\ X_0(3) \\ X_0(4) \end{pmatrix} \quad (14)$$

Pentru rezolvarea operațiilor, unde W este complex, sînt necesare 25 multiplicări complexe și respectivele operații de însumare, ceea ce pentru un număr mai ridicat de eșantionări impune un număr ridicat de operații și deci un consum ridicat de timp. Ca urmare, apar dificultăți la filtrarea în timp real, chiar și pentru frecvențe relativ scăzute.

Această dificultate a fost atenuată odată cu descoperirea de către Cooley — Tukey a algoritmului FFT — transformată Fourier rapidă, care pentru exemplul prezentat reduce numărul de multiplicări complexe de la 16 la 4. S-a evaluat că FFT este de circa 100 ori mai rapidă decît DFT (transformate Fourier discretă) [3], [4], [5] și ca urmare FFT și FFT^{-1} permit analiza spectrală în timp real.

Un aspect interesant îl constituie filtrele digitale specializate pentru prelucrarea trenurilor de impulsuri ca aspect al dezvoltării tehnicilor operaționale digitale în frecvență. Acestea utilizează pentru aranjarea impulsurilor în trenurile de impulsuri, necesare spre exemplu pentru generarea traiectoriilor, vitezelor, accelerării, decelerării etc., dispozitive de tipul integratorului numeric (IN), multiplicatoarelor binare (MBR), de ritmuri sau zecimale (MDR), de ritmuri, MBR și MRD în bucle de reacție, dispozitive DDA, filtre digitale pentru semnale digitale și configurații complexe realizate prin combinarea acestora.

2. Utilizarea filtrelor digitale în comanda numerică. Realizarea digitală a efectelor PJ și PD

Pentru ilustrarea avantajelor amintite se prezintă în continuare cîteva filtre digitale pentru semnale numerice și utilizarea acestora în comanda numerică.

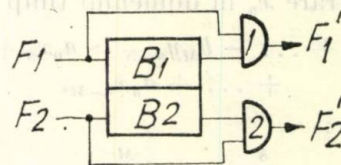


Fig. 2

Cel mai simplu filtru digital, pentru semnale în codul unitate, respectiv sub forma trenului de impulsuri, este cel din figura 2.

Acest filtru este util pentru eliminarea oscilațiilor, de exemplu eliminarea efectelor vibrațiilor mecanice sau variației parametrilor electrici, asupra sistemelor de măsură prin mascarea unui bit la reversarea de sens. Se observă că dacă impulsurile au sosit pe linia F_1 , iar la un moment dat sosește un impuls pe linia F_2 și apoi continuă sosirea impulsurilor pe linia F_1 , la ieșire apar impulsuri numai pe linia F_1 . Acestea apar după rebascularea memoriei $B_1 - B_2$ de către primul impuls al celui de-al doilea tren pe linia F_1 . În acest fel s-a introdus un histerezis digital de 1 bit.

Cu ajutorul mai multor filtre digitale de acest tip, legate în cascadă (fig. 3), se poate

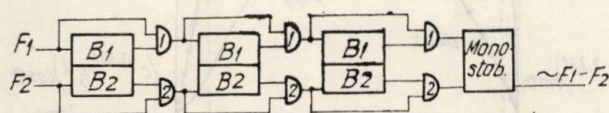


Fig. 3

opera scăderea trenurilor de impulsuri propriate, utilizate de Ladanyi [11] la prelucrarea digitală în frecvență aplicată în comandă adaptivă a mașinilor-unelte. Se observă că în acest mod se poate realiza un histerezis digital de diverse valori.

Se vor prezenta în cele ce urmează două aplicații interesante ale filtrelor digitale pentru trenuri de impulsuri, și anume realizarea cu ajutorul acestora a efectelor derivate și integrative în lanțul de prelucrare digitală a semnalelor de acest tip.

Filtrul digital din figura 4, realizat prin legarea în buclă închisă a multiplicatorului de

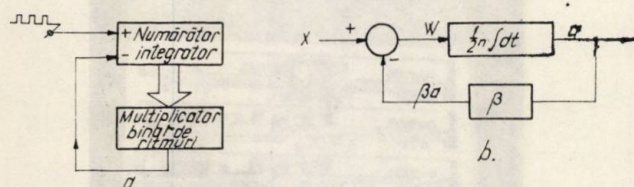


Fig. 4

ritmuri, cu schema echivalentă din figura 4b [15] permite stabilirea următoarelor ecuații:

$$\frac{1}{2^n} \int (x - \beta a(t)) dt = a(t), \quad (9')$$

sau :

$$x = 2^n \frac{da(t)}{dt} + \beta a(t); \quad (10')$$

$$a(t) = \frac{x}{\beta} [1 - e^{-\beta 2^n t}] = \frac{x}{\beta} [1 - e^{-\frac{t}{T}}], \quad (11')$$

deci un efect integrativ cu constanta de timp $T = \frac{2^n}{\beta}$, β fiind factorul de multiplicare al

multiplicatorului binar de ritmuri (semnalul de ieșire al unui MBR este de forma $f_e = f_i \frac{1}{2^n} \cdot z$,

unde f_e este frecvența de ieșire, f_i — frecvența de intrare și z — valoarea aplicată paralel pentru multiplicare). În figura 5a se prezintă va-

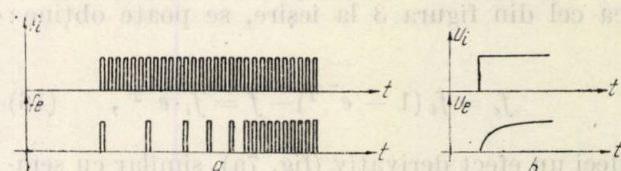


Fig. 5

riația semnalului numeric de ieșire a convertizorului cu ajutorul unui MBR într-o frecvență, iar în figura 5b, semnalul echivalent pentru un dispozitiv cu comportarea dinamică descrisă de aceeași ecuație diferențială, dar pentru prelucrarea unui semnal analogic.

Funcția de transfer Laplace a acestui filtru discret rezultă :

$$\frac{a(s)}{x(s)} = \frac{2^{-n}}{s + \beta 2^{-n}} \quad (12')$$

Filtrul digital din figura 6a [15] realizat cu ajutorul unui divizor binar de ritmuri (relația de ieșire a DBR este $f_e = f_i \cdot \frac{1}{2^n} \cdot \frac{1}{M}$, f_e fiind

frecvențe de ieșire, f_i — frecvențe de intrare, M — factorul de divizare aplicat din exterior), cu schema echivalentă în figura 6b permite obținerea unei comportări integrative complexe.

Astfel ecuația dedusă în nodul 1 este de forma :

$$\frac{1}{2^n} \frac{1}{a} \cdot y - x = \frac{1}{2^n} \frac{da}{dt}, \quad (13')$$

unde a este semnalul de ieșire reprezentând frecvența coincidențelor la comparatorul circuitului DBR :

$$\frac{da}{dt} + 2^n x = \frac{y}{a}, \quad (14')$$

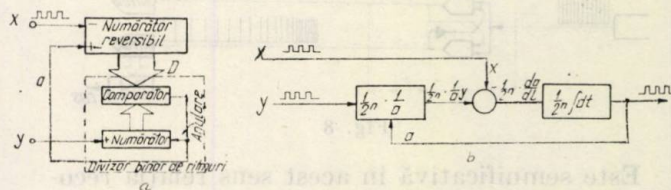


Fig. 6

ceea ce arată că există o componentă a semnalului de ieșire a proporțională cu integrala semnalului de intrare x [15].

Obținerea efectelor derivate poate fi realizată, de exemplu, cu filtrul integrativ din fi-

gura 4a, al cărui semnal de ieșire este de forma [11]:

$$f_e = f_i (1 - e^{-\frac{t}{T}}). \quad (15')$$

Trecînd acest semnal printr-un filtru digital ca cel din figura 3 la ieșire, se poate obține:

$$f_e = f_i (1 - e^{-\frac{t}{T}}) - f = f_i \cdot e^{-\frac{t}{T}}, \quad (16)$$

deci un efect derivativ (fig. 7a), similar cu semnalul analogic din figura 7b, obținut în urma trecerii printr-un dispozitiv derivativ.

Cu ajutorul dispozitivelor DDA (analizoare diferențiale digitale) este realizată generarea digitală a semnalelor, de exemplu sinusoidale, printr-un proces de filtrare digitală, în cadrul căruia un tren uniform de impulsuri este distribuit după o repartitie sinusoidală, cosinusoidală etc. Ca urmare, pentru un număr de impulsuri de intrare se generează o sinusoidă

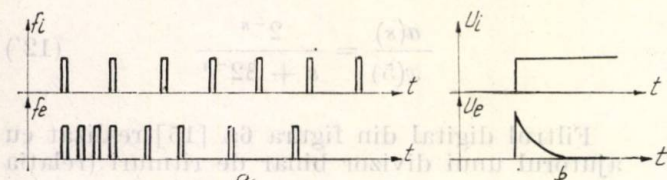


Fig. 7

la ieșirea unui convertor N/A cuplat la integratorul acestui tren de impulsuri.

Aplicații deosebite își găsesc filtrele digitale în comanda motoarelor pas cu pas pentru ordonarea trenurilor de impulsuri, în scopul preîntîmpinării salturilor bruște ale vitezei sau pierderii de impulsuri (17), la pornire sau modificări de viteze.

În etapa actuală, a optimizării comportamentului echipament CN — mașină, filtrele digitale pentru trenuri de impulsuri sînt utilizabile pentru accelerarea, decelerarea și urmărirea vitezei de conturare.

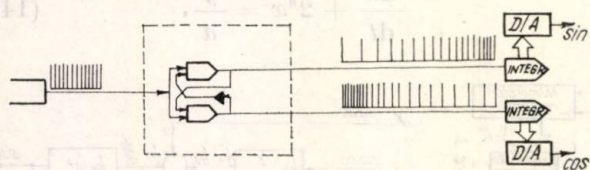


Fig. 8

Este semnificativă în acest sens relația recomandată la deplasarea sculei pe contur:

$$f_c = 500 (1 - e^{-3.33 t}),$$

pentru accelerare și pentru decelerare;

$$f_c = 500 e^{-3.33 t}$$

sau:

$$f_c = 500 \left(e^{-3.33 t} \frac{1}{2} - t \right), \quad (19)$$

unde f_c este frecvența de comandă a interpolatorului.

Figura 9 prezintă variația vitezei pe axele x și y la o interpolare circulară, incluzînd accele-

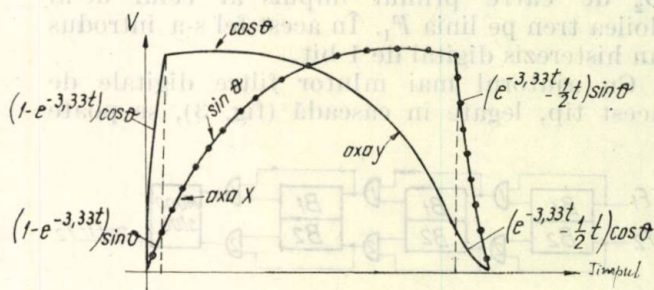


Fig. 9

rația de start și decelerarea anticipării stopului.

3. Prezentarea rezultatelor experimentale

Filtrele discrete realizate în vederea obținerii efectelor PI sau PD au fost elaborate în tehnică TTL — MSI în montaje modulare de tipul celui din figura 10. Configurațiile experimentale au utilizat pentru efectul PI schemele

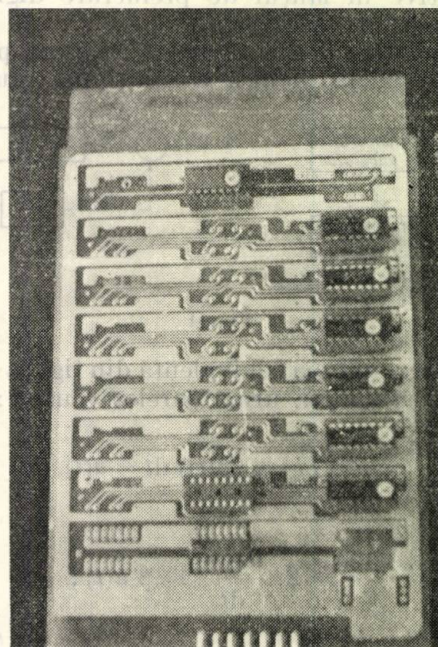


Fig. 10

din figura 11 la intrarea număratorului care acumulează $a(t)$, utilizîndu-se un filtru digital de tipul celui din figura 2, care realizează compararea semnalului de intrare cu cel de reacție.

Comportamentul fluctuant al ritmului f_r de ieșire pus în evidență la oscilogrammele 12a și 12b este datorat modului de funcționare al circuitului MBR.

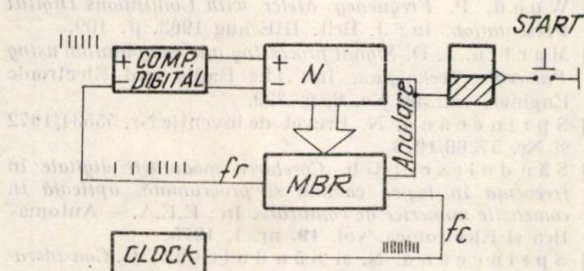


Fig. 11

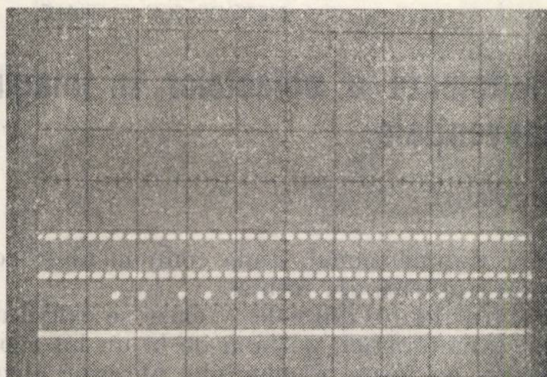
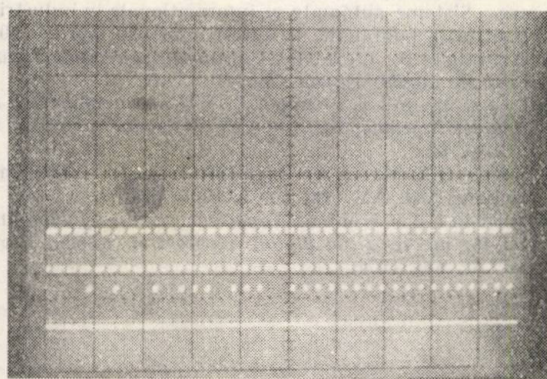


Fig. 12

O comportare integrativă fără fluctuații de ritm a fost obținută cu ajutorul configurațiilor cu DBR sau cu analizoare diferențiale digitale DDA.

Efecte derivative au fost obținute cu configurații utilizând DBR (fig 13). Acest dispo-

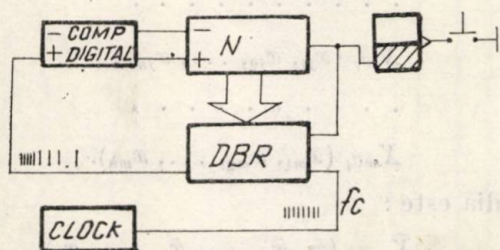


Fig. 13

zitiv a realizat un puternic efect derivativ al semnalului f_r de la ieșirea DBR, fără fluctuații, așa cum este prezentat în oscilogrammele din figurile 14a și b.

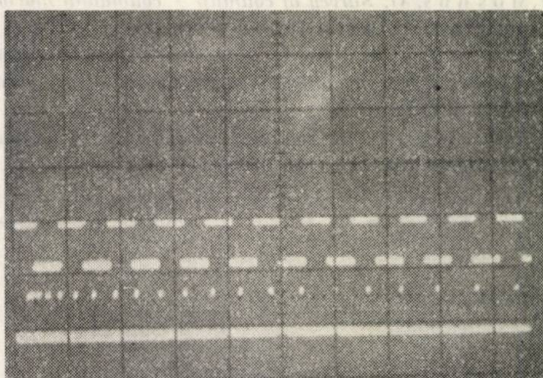
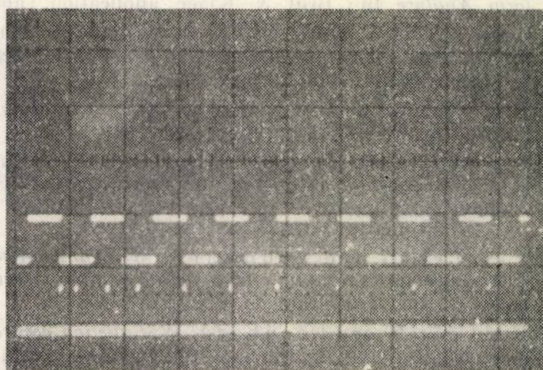


Fig. 14

4. Concluzii

În perioada actuală CN a mașinilor-unelte a pătruns într-o nouă etapă, în care se impune utilizarea elementelor de reglare numerică în vederea obținerii unei dinamice bune, preferabil optime și a unor solicitări mecanice minime asupra mașinii-unelte.

Digitalizarea buclelor de reglare a poziției și vitezei pe traiectorie, în special printr-o comandă sub forma trenurilor de impulsuri modulate, corelat în frecvență (la comanda motoarelor pas cu pas sau reglarea numerică a motoarelor de curent continuu [20]), impune realizarea și utilizarea reguletoarelor numerice pentru semnale sub formă impulsurilor în cod unitar. În această privință se întrevide o aplicabilitate extinsă a filtrelor digitale pentru trenuri de impulsuri. Venind în întâmpinarea acestor previzibile dezvoltări, au fost realizate în laboratorul de automatizare a proceselor discrete al IPB diferite dispozitive pentru prelucrarea trenurilor de impulsuri.

BIBLIOGRAFIE

- [1] John, E. Welcher jr. *FFT Organisation for High — Speed Digital Filtering*. In: IEE Trans. AE, vol. AU—18, Junie, No. 2, 1970.

- [2] Tufts, D. W., Roraebacher D. W., and Mo-sier, W. C. *Designing Simple, Effective Digital Filters*. In: IEE Trans. AE vol. AU—18, June, No. 2, 1970.
- [3] Grondhal, A. and Upton, R. *The fast Fourier Transform and the use of the computer type 7504 and the digital event recorder type 7502 as a fast Fourier Transform Analyze*. In: Brül & Kjaer application, notes.
- [4] Cooley, J. W. and Tukey, J. W. *An algorithm for the machine calculation of complex*. In: Fourier Series in Math. Comput, vol. 19, apr 1965.
- [5] Bergland, G. D. *A guided tour of the fast Fourier Transform*. In: IEEE Spectrum, iulie 1969.
- [6] Orłowski, H. *Dynamic behaviour of discrete filters built of incremental integrators*. In: Proceedings of IFAC Symposium on pulse — rate and pulse — number signals in automatic control, Budapesta, 1968.
- [7] Fischer, H. and Leonhard, W. *Application of on incremental computing circuit for attenuation measurements* (in lucrarea citată la [6]).
- [8] Klapdor, W. and Leonhard, W. *Function generator incremental computing circuits* (in lucrarea citată la [6]).
- [9] Moshos, G. *Survey of countup — countdown machines* (in lucrarea citată la [6]).
- [10] Eldsen, C. and Ley, J. *A digital transfer function analyser based on pulse — rate techniques* (in lucrarea citată la [6]).
- [11] Ladanyi, L. *A complex controller using digital — operational techniques* (in lucrarea citată la [6]).
- [12] Ratmirov, V. A. *Combiniranoia discretnaia sistema programova upravlenia stanca* (in lucrarea citată la [6]).
- [13] Lundh, Y. *Development and application of computer technology and the roles of special and general techniques* (in lucrarea citată la [6]).
- [14] Wood, P. *Frequency Meter with Continuous Digital Presentation*. In: J. Brit. IRE aug 1963, p. 109.
- [15] Martin, J. D. *Signal processing and computation using Pulserate Techniques*. In: The Radio and Electronic Engineer, vol. 38, No. 6, p. 329.
- [16] Sprinceană, N. Brevet de invenție Nr. 55534/1972 și Nr. 57366/1973.
- [17] Săndulescu, G. H. *Corelarea modulării digitale în frecvență în logică cablată și programată, aplicată în comenzile numerice de conturare*. In: E.E.A. — Automatica și Electronica, vol. 19, nr. 1, 1975.
- [18] Sprinceană, N. și Săndulescu, G. *Considerații privind utilizarea filtrelor numerice în echipamentele de comandă numerică*. Comunicarea nr. 18 la sesiunea „Sisteme automate și informaționale în industrie”, Institutul politehnic București, 28—30 aprilie 1975.
- [19] George B. L. *Accelerate-Decelerate Control Feedrate number system*. Brevet S.U.A.
- [20] Iutz, M. und Krempfer, D. *Gleichstrommotoren mit digitaler Regelung*. In: Siemens Zeitschrift, Heft 9, sep 1972, p. 69.
- [21] Rader, C. M. s.a. *On digital filtering*. In: IEE-Transactions, vol. AV—16, no. 3, 1968, p. 303.
- [22] Moritada Kubo. *Apparatus processing pulse number for use in a pid digital servocontrol System*. Brevet S.U.A., nov 1971.

CZ 681.3.01

RECUNOAȘTEREA FORMELOR
METODE SECVENȚIALE

Asupra unor experimente de recunoaștere automată a obiectelor în imagini, utilizând metode secvențiale

MIHAIL VÂRTOSU* — BUCUREȘTI

Recunoașterea formelor, propunându-și să identifice apartenența unei forme necunoscute la o clasă dintr-o mulțime de clase date, utilizează în acest scop metode specifice, care se pot clasifica în două categorii: statistice și nestatistice. Criteriile nestatistice de recunoaștere pierd din generalitatea prin caracterul lor intuitiv, adaptat la problema de rezolvat și se utilizează preponderent în extragerea trăsăturilor. Metodele statistice sunt mult mai generale și se pot utiliza în orice etapă a procesului de recunoaștere [1], [2]. Această lucrare utilizează o metodă statistică pentru instruirea unui calculator, în vederea recunoașterii unor caractere scrise izolate.

I. Metoda secvențială trunchiată

1. *Lotul de instruire*. Presupunind că există N clase în care se împart formele de recunoscut, fiecare din forme este caracterizată printr-un

vector n -dimensional, unde componentele constituie trăsături ale formei.

Pentru fiecare din cele N clase se calculează două caracteristici, pornind de la un lot reprezentativ de forme disponibile, anterior identificate. Lotul se numește lot de instruire.

Dacă sînt disponibile m forme din clasa C_i ($i < N$), se calculează vectorul-medie și matricea de covariație; fie formele:

$$X_{1C_i}(x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1n});$$

$$X_{2C_i}(x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2n});$$

$$\dots \dots \dots$$

$$X_{jC_i}(x_{j1}, x_{j2}, \dots, x_{jn});$$

$$\dots \dots \dots$$

$$X_{mC_i}(x_{m1}, x_{m2}, \dots, x_{mn}).$$

Media este:

$$\bar{X}_i = (\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_p, \dots, x_n), \quad (1)$$

* Ing. M. Vărtosu este asistent la Catedra de electronică aplicată din Inst. politehnic-București.

unde :

$$\bar{x}_p = \frac{1}{m} \cdot \sum_{j=1}^m x_{jp}, \quad (p = 1, 2, \dots, n). \quad (2)$$

Matricea de covariație $K_i (nX_m)$ are termenul general :

$$\sigma_{pq}^2 = \frac{1}{m} \cdot \sum_{j=1}^m (x_{jp} - \bar{x}_p) (x_{jq} - \bar{x}_q). \quad (3)$$

Media $\bar{X}_i$ și matricea de covariație K_i caracterizează din punct de vedere statistic clasa C_i . Astfel se caracterizează toate clasele pînă la N , obținînd $\bar{X}_i (i = 1, 2, \dots, N)$ și $K_i (i = 1, 2, \dots, N)$.

Cerința esențială căreia trebuie să-i răspundă formele din lotul de instruire este de a fi reprezentative din punct de vedere statistic pentru întreg lotul formelor ce aparțin clasei respective. Metodele prin care s-a asigurat reprezentativitatea lotului de instruire se prezintă ulterior.

2. *Testul lui Wald* [3]. Presupunînd că trebuie clasificată o formă $v (v_1, v_2, \dots, v_n)$, vom accepta ideea echiprobabilității apriori a claselor ($P(C_i) = \text{ct}$) și vom adopta o strategie secvențială, cerută imperios de unele cazuri. Vom aborda cazul deciziei binare, ce se poate ușor generaliza pentru decizia multialternativă. Fie C_1 și C_2 cele două clase în care se face clasificarea și C_{ij} probabilitatea de a decide că $v \in C_i$ cînd, în fapt, $v \in C_j (i, j = 1, 2)$.

Raportul de plauzibilitate de ordinul l este

$$\lambda_l = \frac{p_l(v/C_1)}{p_l(v/C_2)}, \quad (4)$$

calculat după efectuarea măsurătorii numărul l (cunoscînd, deci, $v_1, v_2, \dots, v_l$).

Strategia de decizie este următoarea :

a. Dacă :

$$\frac{1 - C_{21}}{C_{12}} > \lambda_l > \frac{C_{21}}{1 - C_{12}}, \quad (5)$$

informația obținută pînă la observația l este insuficientă pentru a decide cărei clase îi aparține forma v și se va lua, în continuare, în calcul observația numărul $l + 1$.

b. Dacă :

$$\lambda_l > \frac{1 - C_{21}}{C_{12}}, \quad (6)$$

se decide $v \in C_1$ și testul este terminat.

c. Dacă :

$$\lambda_l < \frac{C_{21}}{1 - C_{12}}, \quad (7)$$

se decide $v \in C_2$ și testul ia sfîrșit.

Densitățile de probabilitate condiționată $p_i(v/C) (i = 1, 2)$ se calculează, pentru etapa l din testul secvențial, în ipoteza unei distribuții gaussiene a valorilor componentelor vectorilor, cu formula :

$$p_l(v/C_i) = \frac{1}{(2\pi)^{l/2} \cdot |K_i|^{1/2}} \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} (v - \bar{X}_i)^T \cdot K_i^{-1} \cdot (v - \bar{X}_i) \right], \quad (8)$$

unde $\bar{X}_i$ și K_i sînt media și, respectiv, matricea de covariație ale clasei C_i .

Testul lui Wald este un test optimal, întrucît, pentru C_{ij} precizate, numărul mediu de observații necesare pentru decizie este minim.

3. *Testul secvențial trunchiat*. Două dezavantaje sînt proprii testului lui Wald :

a. O anume clasificare poate cere un număr prea mare de măsurători (cazul unei forme echidistante în raport cu cele două clase din punctul de vedere al testului).

b. Numărul mediu de măsurători poate deveni foarte mare dacă se impun costuri C_{ij} de valoare scăzută.

Apare astfel necesitatea de a se trunchia procesul secvențial. Există mai multe modalități :

a. Dacă pînă la a $n-a$ măsurătoare nu s-a identificat forma, se decide că $v \in C_1$ dacă $\lambda_n \geq 1$ și că $v \in C_2$ dacă $\lambda_n \leq 1$.

b. Dacă pînă la a $n-a$ măsurătoare nu s-a luat decizia de identificare a formei, se decide că $v \in C_1$, dacă $A - \lambda_n > \lambda_n - B$ și $v \in C_2$, dacă $A - \lambda_n \leq \lambda_n - B$. Se pot utiliza ca termeni de comparație și A/λ_n , respectiv λ_n/B , unde :

$$A = \frac{1 - C_{21}}{C_{12}}, \quad B = \frac{C_{21}}{1 - C_{12}}.$$

c. Schimbarea, cu fiecare nouă măsurătoare, a limitelor testului, în sensul creșterii treptate a lui B și scăderii treptate a lui A [4]. Strategia de decizie se va modifica, în sensul apariției, în locul limitelor A și B , a unor funcții variabile cu fiecare nouă observație ; lucrăm cu :

$$A = e^{\sigma_1(l)};$$

$$B = e^{\sigma_2(l)},$$

unde :

$$g_1(l) = \alpha \cdot \left(1 - \frac{l}{n} \right)^\gamma;$$

$$g_2(l) = -\beta \cdot \left(1 - \frac{l}{n} \right)^\delta,$$

cu :

$$0 < \gamma, \delta \leq 1; \alpha, \beta > 0.$$

A fost scris în FORTRAN IV un program de extragere a trăsăturilor, numit EXTRAS, prin care, cunoscând matricea discretizată reprezentînd caracterul, furnizată calculatorului prin cartele perforate, se obține, în medie în 8—10 secunde, vectorul caracteristic al formei. Figura 4 arată rezultatul aplicării programului la

două caractere scrise de mină *a* și, respectiv *b* din lotul de instruire.

Trebuie menționată aplicarea, înaintea programului EXTRAS, a unui program de cură-

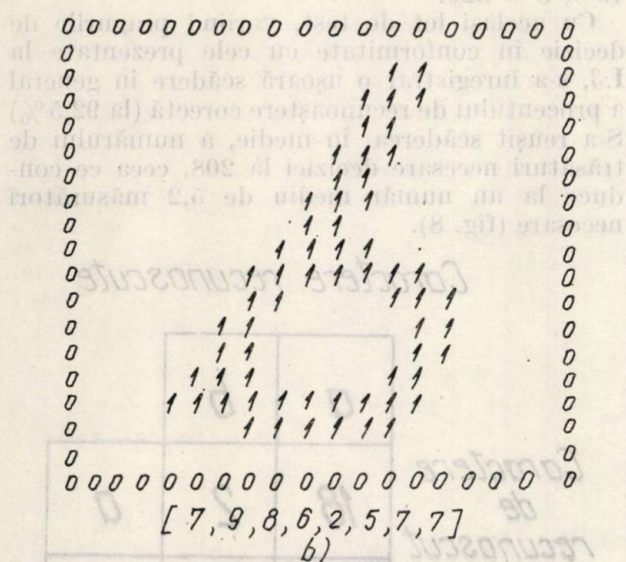
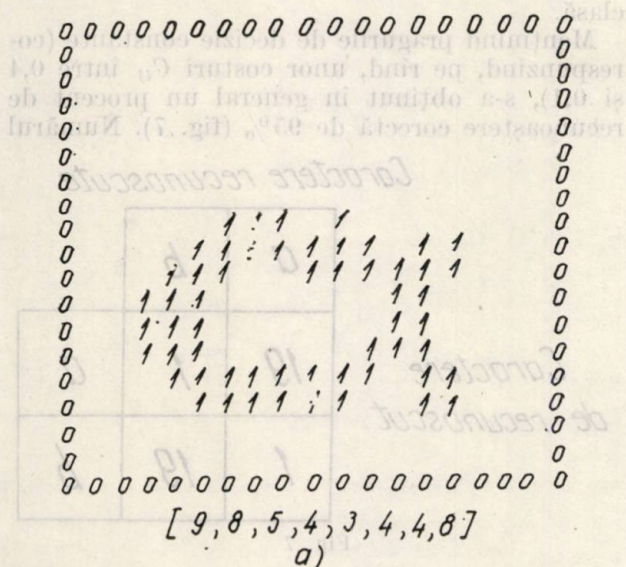


Fig. 4

țire a imaginii, numit ALBA. Într-adevăr, procesul de discretizare a imaginii, precum și condițiile grafice ale testului pot produce în matricea-formă unele elemente „1”, total izolate de formă și nesemnificative pentru caracterizarea acestuia. Există riscul ca în desfășurarea programului EXTRAS, un astfel de punct izolat să eroneze componentele vectorului opt-dimensional, dacă se află situat pe vreuna dintre direcțiile-standard.

În figura 5 se observă efectele prezenței în imaginea caracterului *a* scris de mină a unor elemente distribuite aleator, de densități dife-

rite. Elementele respective se elimină, aplicând teste cu prag fiecărui element al matricii, cu referire la vecinătățile lor [6].

Prin utilizarea programelor ALBA și EXTRAS pentru fiecare dintre clasele luate în considerare s-au obținut câte optzeci de vectori reprezentativi ($m = 80$), opt-dimensionali ($n = 8$). În figura 6 se prezintă vectorii caracteristici pentru două caractere din aceeași clasă.

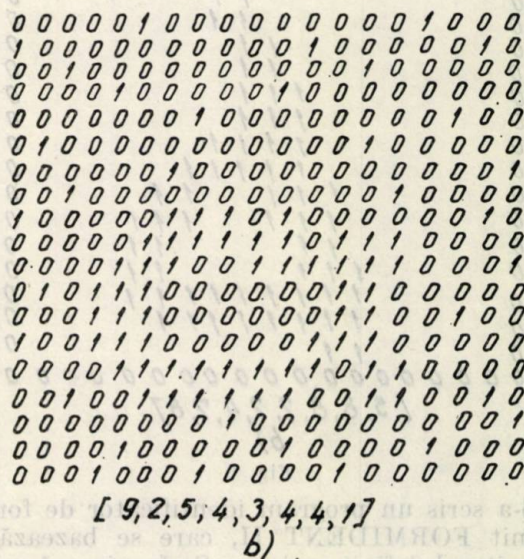
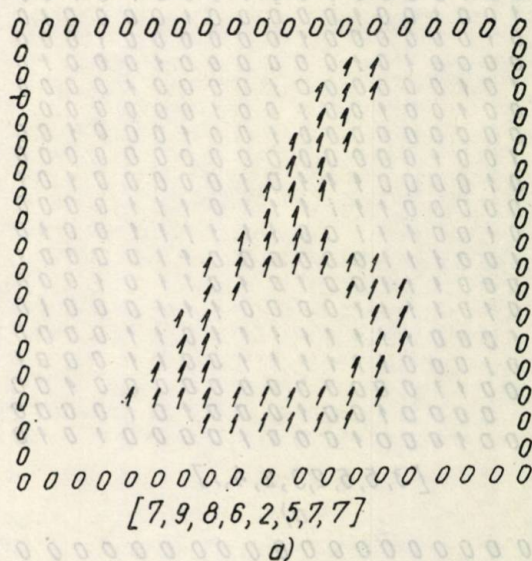


Fig. 5

Pe baza formulelor (2) și (3) a fost scris un program numit FORMIDENT I, cu ajutorul căruia s-au calculat vectorii-medie și matricile de covariație pentru fiecare din clasele considerate, care se introduc în memorie, constituind bagajul de cunoștințe cu care se abordează recunoașterea.

Cu același lot de instruire, se variază pragurile de decizie în conformitate cu cele prezentate în I.3, scăzând mult numărul mediu de

Caractere recunoscute

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	
<i>a</i>	19	-	-	1	<i>a</i>
<i>b</i>	1	18	1	-	<i>b</i>
<i>c</i>	1	-	19	-	<i>c</i>
<i>d</i>	1	-	1	18	<i>d</i>

Fig. 9

măsurători necesare, cu riscul unei ușoare scăderi a procentului de recunoaștere corectă. Astfel numărul de măsurători necesare pentru luarea deciziei s-a găsit, în medie, pentru *a* — 4,9; pentru *b* — 4,3; pentru *c* — 7,0; pentru *d* — 5,1. Sînt evidente avantajele trunchierii procesului secvențial de calcul. Astfel, presupunînd că măsurarea fiecărei trăsături (componente) necesită același timp τ , experimentul realizat demonstrează posibilitatea reducerii timpului necesar măsurătorilor de la 640τ la circa 410τ , deci la numai 64%.

c. Urmărind reducerea în continuare a timpului de calcul, se impune introducerea componentelor (trăsăturilor) în procedeul secvențial de decizie, în ordinea importanței lor pentru luarea deciziei, conform cantități de informație pe care o poartă.

S-a testat efectul ordonării componentelor pe criteriul mărimii abaterii medii pătratice; în acest sens, s-a introdus în programul EXTRAS o buclă care ordonează componentele x_p ($p = 1, 2, \dots, n$), după mărimea valorilor $c_p^2 = \frac{1}{m} \cdot \sum (x_{jp} - \bar{x}_p)^2$. Pentru lotul de instruire stabilit (cu cîte 80 de caractere pentru fiecare clasă), considerînd caracterele *a* și *b*, s-a ajuns astfel la ordinea $x_3, x_2, x_1, x_7, x_4, x_5, x_8, x_6$. Introducerea trăsăturilor caracterelor din același lot de test de la II.4a în procesul de decizie în această ordine a adus scăderea numărului mediu de măsurători necesare la 3,8 (în condițiile aceleiași legi de variație a pragurilor de decizie și a menținerii procentului de recunoaștere la peste 90%).

d. Extinzînd experimentul de ordonare asupra unui număr mai mare de caractere, s-a evidențiat faptul că ordonarea are efecte importante asupra procentului de recunoaștere.

Astfel, s-a verificat că numărul erorilor scade în acest caz mult mai rapid în funcție de numărul de componente utilizate în procesul de decizie secvențială (fig. 10).

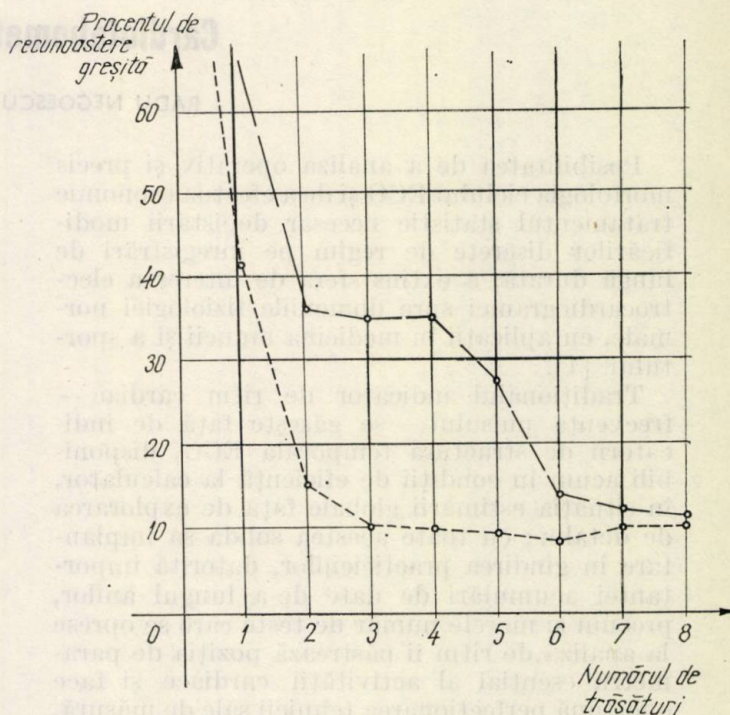


Fig. 10

III. Concluzii

Aplicarea metodelor secvențiale, de prelucrare a informației în procesul de recunoaștere a caracterelor scrise, dă bune rezultate în sensul scurtării timpului de calcul necesar procesului respectiv. Realizînd o serie de programe în FORTRAN IV, s-au obținut rezultate semnificative pentru utilitatea ordonării componentelor și schimbării, pas cu pas, a limitelor testului secvențial, în condițiile tratării pe baze statistice a caracterelor scrise de diverși subiecți. Restrîngerile admise în aceste experimente (imagini cu doar două nivele de gri, număr relativ scăzut de vectori în loturile de instruire și de test, caractere nerotite și reprezentate la o scară comparabilă) nu afectează calitatea rezultatelor obținute.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Harmon, L. D. *Automatic Recognition of Print and Script*. In: Proc. IEEE **60**, oct 1972, p. 1165—1176.
- [2] Vărtosu, M. *Asupra unei operații de prelucrare a informației în procesele de recunoaștere a formelor*. In: Automatica și Electronica **19**, mar 1975, p. 16—21.
- [3] Spătaru, A. I. *Teoria transmisiunii informației*, vol. II, 1971.
- [4] Chien, Y. T. ș.a. *A Modified Sequential Recognition Machine Using Time — Varying Stopping Boundaries*. In: IEEE Trans. on Inf. Theory **12**, apr 1966, p. 206—214.
- [5] Highleyman, W. H. *Linear Decision Functions, with Application to Pattern Recognition*. In: Proc. IRE **50**, iun 1962, p. 1511—1514.
- [6] Levine, M. D. *Feature Extraction, a Survey*. In: Proc. IEEE **57**, aug 1969, p. 1391—1407.

CZ 616.12-073.96.31

ELECTROCARDIOGRAMA
CALCUL ANALOGIC
CONVERSIE NUMERICĂ
PRECIZIE ANALOGICĂ ȘI NUMERICĂ

Cardiotahometru digital

RADU NEGOESCU * — BUCUREȘTI

Posibilitatea de a analiza operativ și precis morfologia ciclului ECG și de a efectua economic tratamentul statistic necesar depistării modificărilor discrete de regim pe înregistrări de lungă durată, a extins sfera de interes a electrocardiografe spre domeniile fiziologiei normale, cu aplicații în medicina muncii și a sportului [1].

Tradiționalul indicator de ritm cardiac — frecvența pulsului — se găsește față de indicatorii de structură temporală ECG, disponibili acum în condiții de eficiență la calculator, în situația estimării globale față de explorarea de detaliu; cu toate acestea solida sa implantare în gândirea practicienilor, datorită importanței acumulării de date de-a lungul anilor, precum și marele număr de teste care se opresc la analiza de ritm îi păstrează poziția de parametru esențial al activității cardiace și face oportună perfecționarea tehnicii sale de măsură.

Cardiotahometrele actuale de frecvență instantanee [2, 3, 4, 5, 6, 7] reprezintă, în sensul nuanțării și sensibilității pretinse de utilizatorii actuali, un progres cert față de vechile cadentmetre de valoare medie [8]; ele transformă printr-o tehnică analogică oarecare durata ciclului T în reciproca ei, frecvența instantanee F , care la rândul său modulează în amplitudine un șir de impulsuri trimise unui inscripator. Dar o anumită lipsă de acuratețe provenind din caracterul aproximativ al realizării relației $F = 1/T$, dificultatea unui acces în același timp rapid și precis la rezultat datorită modului de afișare, precum și slaba disponibilitate de comunicare cu mașinile numerice, impunând conversiunea analog-digitală, rămân încă inconveniente serioase în unele aplicații.

Cardiotahometrul digital realizat cu o tehnică hibridă în Laboratorul de fiziologia muncii — I.I.S.P., elimină aceste inconveniente; el selectează, calculează și afișează numeric frecvența cardiacă instantanee — în puls/min — din n în n bătăi ale cordului, n programabil.

1. Principiul

Descrierea de mai jos este asociată datelor din figura 1 (schema subsansamblurilor), figura 2 (schema blocurilor) și figura 3a (logica generală).

În circuitul de intrare CI semnalul ECG preluat de la o sursă oarecare — subiect, electrocardiograf standard, bandă magnetică, receptor bioradiotelemetric — și amplificat selec-

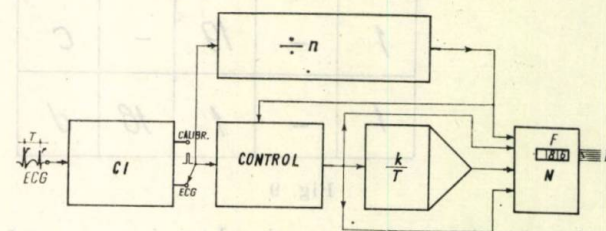


Fig. 1

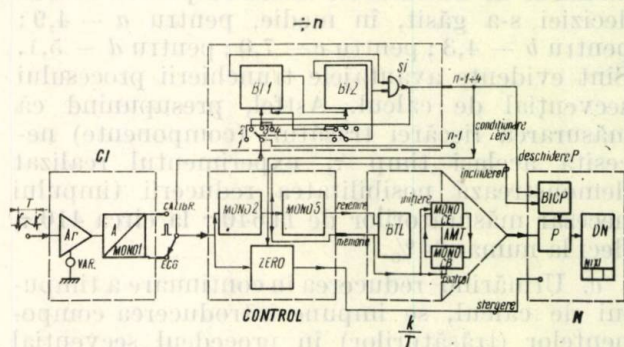


Fig. 2

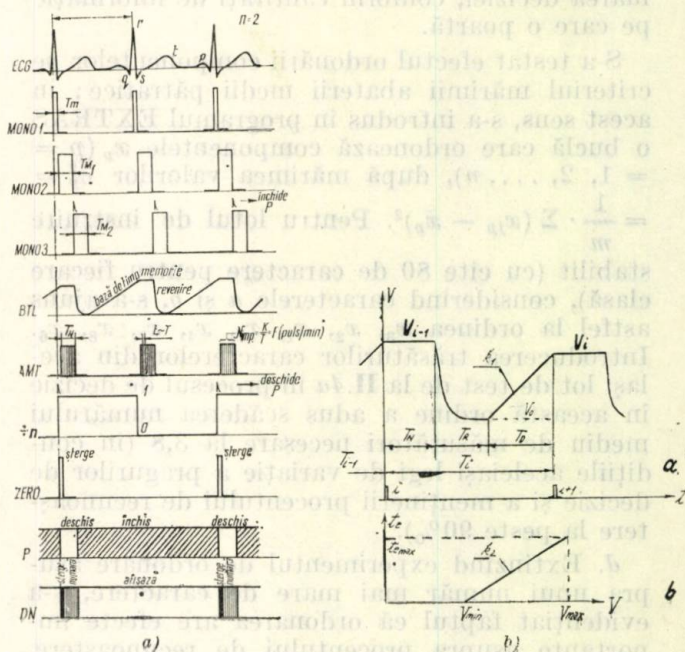


Fig. 3

* Ing. R. Negoescu este cercetător la Inst. de igienă și sănătate publică — București.

tiv de A_r , basculează pe vârful undei r un monostabil formator MONO 1 comutabil în ceas de calibrare A.

Subansamblul CONTROL conține monostabili MONO 2 și MONO 3, care dirijează succesiunea operațiilor în subansamblul de calcul K/T și circuitul de ștergere ZERO condiționat de divizorul „ $\div n$ ”.

Divizorul „ $\div n$ ” face ca afișarea frecvenței instantanee și ștergerea afișării anterioare să se realizeze numai din n în n bătăi ale cordului, prin comenzile lansate către circuitul BICP de control al porții P din numărătorul N cu afișare cifrică și către ZERO.

Calculul funcției $F = \text{const.}/T$ constă dintr-o convertire liniară a duratei ciclului cardiac T într-un potențial V care, conservat apoi un timp fix T_N (BTL), determină liniar perioada de repetiție t_r a impulsurilor unui oscilator AMT; dacă impulsurile produse de oscilator în intervalul T_N găsesc poarta P deschisă, numărătorul va înregistra un număr:

$$\mathcal{N} = \frac{T_N}{t_r} = \frac{T_N}{\text{const. } V} = \frac{T_N}{\text{const. } T} = \frac{\text{const.}}{T},$$

care reprezintă frecvența instantanee F , în pulsații pe minut, pentru ciclul considerat și care va rămâne afișat pînă la a $n - a$ bătaie următoare.

Alles conform aplicației $n = 1$ convine cînd cardiotahtometrul asociat cu un imprimator transformă o înregistrare ECG in situ, continuă și prelungită, într-un șir de numere-frecvență tipărite sau perforate pe bandă de hîrtie în cadrul unei prelucrări statistice automate, iar $n = 2, 3, 4$ convine în aplicațiile de monitorizare cînd o anumită stabilitate a cifrelor pe ecran primează față de redarea ciclului cu ciclul a ritmului; conectarea unui numărător-imprimator suplimentar alimentat de același K/T , dar comandat de ieșirea fixă a divizorului poate adăuga, în ultimul caz, observării prin vizualizare informația maximă bătaie cu bătaie stocată pe o bandă.

2. Logica și parametri principali

Figura 3b reprezintă tensiunea la ieșirea blocului BTL(a) și dependența părții variabile t_e a perioadei de repetiție t_r de potențialul $V(b)$; pentru ciclul i numărul de impulsuri livrate numărătorului este:

$$\mathcal{N}_i = \frac{T_N}{t_{ri}}; t_{ri} = t_s + t_{ei}, \quad (1)$$

unde:

$$t_{ei} = (V_i - V_{\min}) k_2, t_s = \text{const.} \quad (2)$$

V_i este potențialul memorat în intervalul T_N :

$$V_i = k_1 (T_i - T_{\min}) + V_0, T_{\min} = T_N + T_R, \quad (3)$$

Așadar:

$$\mathcal{N}_i = \frac{T_N}{k_1 k_2 T_i + t_s + k_2 (V_0 - V_{\min}) - k_1 k_2 T_{\min}} = \frac{T_N}{k_1 k_2 T_i + t_{r\min} - k_1 k_2 T_{\min}}. \quad (4)$$

Pentru ca hiperbola [4] să coincidă numeric cu funcția frecvență:

$$F_i = K/T_i; F_i = \text{min}^{-1}, T_i = s^{-1}; K=60, \quad (5)$$

sînt necesare condițiile de logică:

$$K = \frac{T_N}{k_1 k_2} \quad \text{și} \quad (6)$$

$$\varepsilon = t_{r\min} - k_1 k_2 T_{\min} = 0. \quad (7)$$

Proiectare. Dată fiind gama de lucru: $F_{\min} = 50 \text{ min}^{-1}$, $F_{\max} = 200 \text{ min}^{-1}$, și alegînd timpul de memorare T_N egal cu timpul alocat revenirii rampei T_R , din ecuațiile (1), (5) și (7), unde $T_{\min} = 300 \text{ ms}$, $T_N = T_R = 150 \text{ ms}$, rezultă:

$$k_1 k_2 = 2,5 \cdot 10^{-3}; t_{r\min} = 0,75 \text{ ms}; t_{r\max} = 3 \text{ ms}.$$

Considerînd raportul de umplere permis pentru MONO CE: $t_{e\max}/(t_s + t_{e\max}) \simeq 0,8$, și ecuația (1), rezultă $t_s = 0,5 \text{ ms}$, respectiv $t_{e\min} = 0,25 \text{ ms}$ și $t_{e\max} = 2,5 \text{ ms}$.

Avînd în vedere potențialele fixe ale BTL ($V_{cc} = 12 \text{ V}$, $V'_{cc} = 7 \text{ V}$, $V''_{cc} = 4 \text{ V}$) și proprietățile lui MONO CE, se alege $V_{\min} = 3 \text{ V}$ și $V_{\max} - V_{\min} = 2 \text{ V}$, unde $V_{\min}$ este potențialul minim de basculare al lui MONO CE; rezultă din ecuațiile (2) și (3):

$$k_2 = t_{e\max}/(V_{\max} - V_{\min}) = 1,25 \text{ ms/V}; k_1 = 2 \text{ V/s}; V_0 = 3,2 \text{ V}.$$

3. Soluțiile de circuit

În circuitul de intrare (fig. 4), amplificatorul T_2 , printr-o derivare RC, operează și o

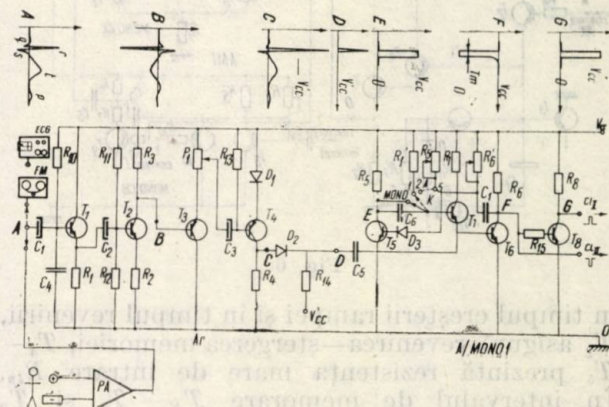


Fig. 4

primă mărire a raportului dintre mărimile undelor r -utilă și t -perturbatoare ale semnalului ECG, mărire pe care T_4 o accentuează prin efectul de subliniere a virfurilor, introdus de dioda D_1 . Din potențiometrul de panou P_1 , A_r se poate adapta unei amplitudini oarecare a semnalului ECG. Circuitul de prag cu dioda D_4 discerne și prelevează virful unei r cu care atacă MONO 1. Printr-o comutare din

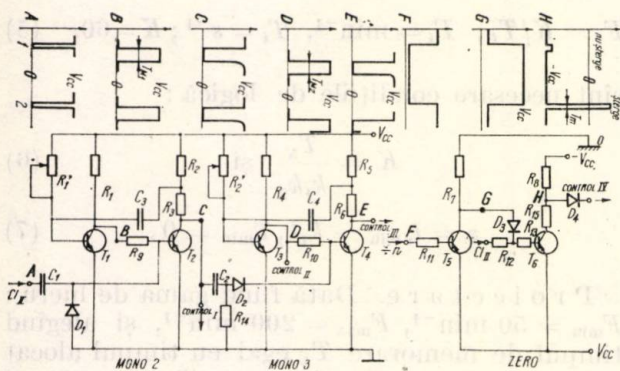


Fig. 5

K, MONO 1 se transformă în astabil A, folosit drept ceas de calibrare.

În subansamblul CONTROL (fig. 5), $T_{M1} = T_N$, $T_{M2} = T_R$, iar ZERO este un inversor T_6 normal blocat care furnizează, la comanda CI, impulsul pozitiv de aducere la zero a decadelor, numai cînd dioda D_3 este închisă — starea logică „1” la ieșirea divizorului; în caz contrar T_5 este saturat, D_3 șuntează T_6 , impulsul dat de CI este inefficient: D_4 nu se deschide.

În blocul K/T (fig. 6) BTL este o asociație între un generator de rampă cu sursă de curent constant și un lungitor-memorie de scurtă durată. T_1 este sursa de curent constant, activă

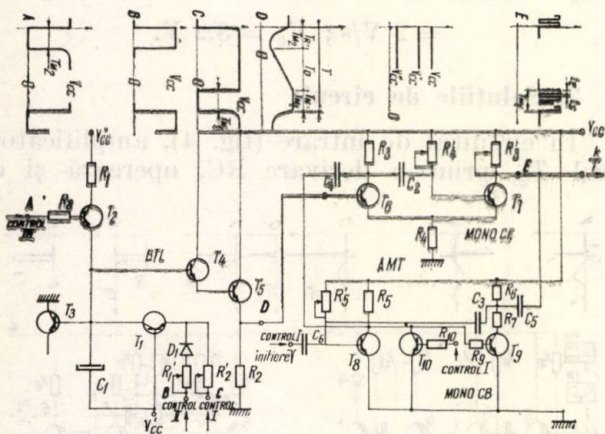


Fig. 6

în timpul creșterii rampei și în timpul revenirii, T_2 asigură revenirea — ștergerea memoriei, T_4 — T_5 prezintă rezistența mare de intrare R_{in} . În intervalul de memorare $T_N - T_1$ și T_2 blocați — compensarea scurgerilor prin curenți

inverși în T_1 și T_2 de către curentul invers al lui T_3 , selectat convenabil, precum și utilizarea electroliticului cu tantal C_1 ($R_{fugă} \gg R_{in}$) asigură o constantă de timp mare și controlabilă $\tau_M = C_1 R_{in}$ de ordinul sutelor de secunde, deci o bună memorare pe câteva sute de milisekunde. Artificiul de comandă din emitorul lui T_1 permite disocierea valorii curentului de colector de revenire ($I_1 + I_2$) de cea din timpul creșterii rampei (I_1), deci reglarea potențialului post-revenire V_0 independent de viteza creșterii rampei k_1 .

Oscilatorul modulat în perioadă AMT este compus din monostabilul cu cuplaj prin emitor MONO CB de durată t_e determinată de potențialul prezentat de BTL în timpul T_N , în tandem cu monostabilul cuplat colector-bază MONO CE de durată fixă t_s . Oscilația este inițiată prin bascularea lui MONO CB pe începutul intervalului T_N ; frontul posterior al impulsului t_s basculează pe MONO CE, iar frontul posterior al impulsului t_e rebasculează

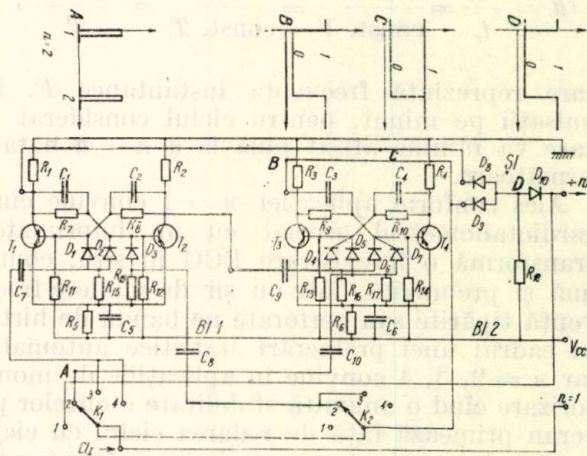


Fig. 7

MONO CB, obținându-se un tren de impulsuri cvasirectangulare sincronizat cu debutul lui T_N , cu o perioadă de repetiție $t_r = t_s + t_e$ dependentă linear de potențialul conservat de BTL. CONTROL I în baza lui T_{10} (măsură antiperturbație) permite dezvoltarea reacției MONO CB $\rightarrow$ MONO CE $\rightarrow$ MONO CB numai în intervalul T_N .

Divizorul $\div n$ (fig. 7), livrează un impuls pozitiv activ la trecerea de la starea „0” la „1” din n bătăi, $n = 1, 2, 3$ sau 4, utilizînd doi bistabili, variat cuplați prin selectorii pe ax comun K_1 și K_2 și un circuit logic ȘI.

N este un numărător standard (fig. 8); impulsurile pozitive pe bazele lui T_2 și T_1 din bistabilul de comandă a porții BICP închid și deschid poarta P la momente potrivite, permițînd accesul trenului de impulsuri furnizat de AMT către decade, prin intermediul formatorului F .

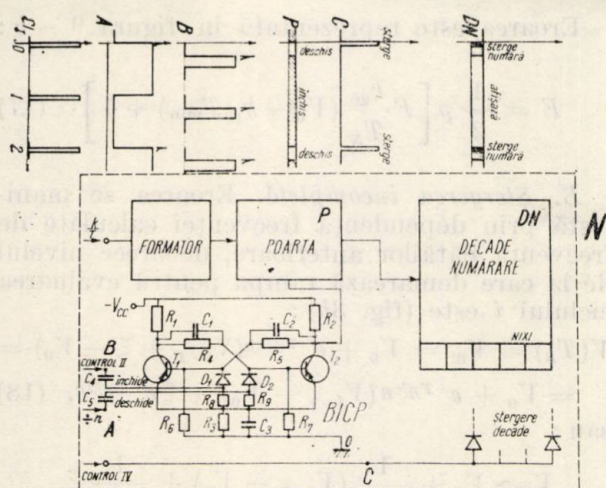


Fig. 8

4. Erorile și calibrarea

4.1. Imprecizia controlării constantelor logice.

Fie relația :

$$F = \frac{K}{T + \varepsilon}, \text{ unde } K = \frac{T_N}{k_1 k_2}, \text{ iar } \varepsilon = t_s + k_2 (V_0 - V_{\min}) - k_1 k_2 T_{\min}. \quad (8)$$

Valorile constantelor efectiv obținute prin construcție, aproximind cu o imprecizie de circa 1% valorile rezultate din calcul — notate în continuare cu indicele 0 — urmează că, efectiv, $\varepsilon \neq 0$ și $K \neq K_0 = 60$, ceea ce generează eroare. Minimizarea acestei erori se face prin reglajul inițial: $\varepsilon \rightarrow 0$, $K \rightarrow K_0$ acționind asupra unor parametri convenabili; t_s convine pentru anularea lui ε , iar k_1 pentru obținerea lui K_0 . Reglajul este iterativ căci variabilele lui K sînt incluse printre cele ale lui ε .

Ciclul 1. Pentru două durate etalon T_0 și T_1 se variază t_s încît să se obțină $F_0 T_0 = F_1 T_1$ ($\varepsilon = 0$).

2. Pentru $T = T_0$ se variază $k_1(I_1)$ astfel ca: $F_0 T_0 = K_0$; se reia pînă cînd relațiile: $F_0 T_0 = F_1 T_1 = K_0$ se verifică satisfăcător.

4.2. Neliniaritățile de conversie timp—amplitudine. Neliniaritatea rampei din BTL: $k_1 = f(T)$ și neliniaritatea conversiei potențial—durată din MONO CE: $k_2 = f_1(V) = f_2(T)$ se constituie ca surse de eroare: ε și K depind de durata T a ciclului. Să considerăm că pentru calibrarea $T = T_0$ avem $K = K_0$ ($k_1 = k_{10}$, $k_2 = k_{20}$), iar în jurul lui $T = T_0$ condiția $\varepsilon \approx 0$ este bine realizată și să evaluăm eroarea pentru $T \neq T_0$.

4.2A. Neliniaritatea rampei provine din dependența curentului de colector, de tensiunea colector—bază, exprimată prin :

$$s = \frac{dI_C}{d(-V_{CB})},$$

constantă extrasă din caracteristici.

Din ecuația de bază :

$$\Delta_1 V(t) = \frac{1}{C} \int (I_{1\max} - s \Delta_1 V) dt, \quad (9)$$

se obține după integrare și dezvoltarea exponențialei :

$$\bar{k}_1(T) = \Delta_1 V(T) / \Delta T = k_{10} \left(1 - \frac{s}{C} (T - T_0) \right)$$

$$\text{sau : } \bar{k}_1(T) = k_{10} (1 - \alpha \Delta T_0),$$

unde :

$$k_{10} = k_1(T_0), \Delta T_0 = T - T_0, \text{ iar } \alpha \rightarrow 10^{-3}. \quad (10)$$

4.2B. Neliniaritatea conversiei $V \rightarrow t_e$ din MONO CE se evaluează pornind de la expresia lui t_e :

$$t_e = \tau_e \ln \frac{V_{cc} - V_{B2}(0-) + I_{RC1}(0+)R_{C1}}{V_{cc} - V_E(0+) - V_Y}; \quad (11)$$

unde 0 este momentul basculării, iar V_Y — tensiunea de deschidere a tranzistorului; procedînd ca în [9], apoi dezvoltînd logaritmul, se obține :

$$\bar{k}_2(T) = k_{20} (1 + \beta (\Delta T^2 - \Delta T_0^2) + \gamma T_0),$$

unde :

$$\Delta T = T - T_{\min}, \Delta T_0 = T - T_0, \beta \rightarrow 10^{-2}, \gamma \rightarrow 10^{-3}. \quad (12)$$

Cumularea erorilor descrise în 4.2A și 4.2B se face pornind de la :

$$F(T) = \frac{T_N}{\bar{k}_1 \bar{k}_2 + \Delta \varepsilon} \cdot \frac{1}{T} \approx \frac{T_N}{\bar{k}_1 \bar{k}_2} \left(1 - \frac{\Delta \varepsilon}{k_{10} k_{20} T} \right) \frac{1}{T}, \quad (13)$$

unde :

$$\Delta \varepsilon = \Delta (\bar{k}_2 (V_0 - V_{\min}) - \bar{k}_1 \bar{k}_2 T_{\min}) =$$

$$= \Delta \bar{k}_2 (V_0 - V_{\min} - k_{10} T_{\min}) - \Delta \bar{k}_1 k_{20} T_{\min}.$$

După înlocuirea lui $\bar{k}_1 \bar{k}_2$ se obține eroarea :

$$F(T) = \frac{T}{k_{10} k_{20}} \cdot \frac{1}{T} (1 + E),$$

$$E = - \left(1 - \frac{2}{3} \cdot \frac{T_{\min}}{T} \right) [(\gamma - 1) \Delta T_0 + \beta (\Delta T^2 - \Delta T_0^2)] - \frac{\alpha}{3} \cdot \frac{T_{\min}}{T} \Delta T_0.$$

Pentru datele efective din realizarea noastră, conform tabelului, rezultă $\alpha=10^{-3}$, $\beta=1,32 \cdot 10^{-2}$, $\gamma=2,64 \cdot 10^{-3}$ și curba erorii din figura 9 — a.

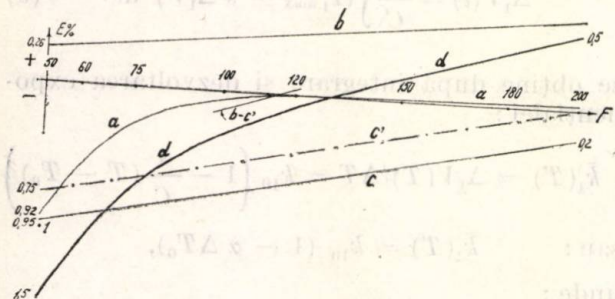


Fig. 9

Valorile BTL și MONO CE pentru calculul parametrilor α , β , γ .

BTL			MONO CE				
I_1	C_1	s	V_{cc}	V_γ	V_E	$R_{C1}(R_3) = R_E(R_4)$	τ_e
1 mA	500 μ F	5 · 10 mA/V RFT 322 1 mA; -2V	12 V	0,5 V	4,5 V	2 k Ω	5,7 ms

4.3. Imperfecțiunile sistemului de memorare.

A. Pierderea de nivel. Fie pV scăderea potențialului memorat în intervalul T_N ; MONO CE este comandat de: $V - mt$, $0 \leq t \leq T_N$, $m = pV/T_N$. Durata t_{ej} a impulsului format de MONO CE între momentele t și $t + t_{ej}$, între care potențialul de comandă a variat de la $V_j(t)$ la $V_j - mt_e$ este dată de (12), unde sub logaritm numărătorul este funcție de V_j , care determină $V_{B2}(0+)$, iar numitorul, funcție de $V_j - mt_e$ care determină momentul rebasculării. Procedind ca în 4.2 B după dezvoltarea logaritmului și reținerea termenilor de gradul I, se obține:

$$t_{ej} = k_{20} (1 - 0,5 k_{20} m) V_j. \quad (15)$$

Scăderea lui t_{ej} față de situația ideală a constantei potențialului de comandă: $0,5 k_{20} m \leq 0,5 \cdot 10^{-4}$ ($p\% = 0,25$) este neglijabilă și rămâne de considerat efectul global:

$$t_{ej} = k_{20} (V_j - V_{\min}) = k_{20} (V - mt - V_{\min}) = k_{20} (\Delta V - mt);$$

$$F_0 \approx \int_0^{T_N} \frac{dt}{t_s + t_{ej}(t)} = \int_0^{T_N} \frac{dt}{t_s + k_{20}(\Delta V - mt)}, \quad (16)$$

care după efectuarea integralei și dezvoltarea logaritmului dă:

$$F \approx \frac{T_N}{t_s + t_e(V)} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{k_{20} pV}{t_s + t_e(V)} \right].$$

Eroarea este reprezentată în figura 9 — b:

$$E = \frac{1}{2} p \left[F \frac{k_{20}}{T_N} (V_0 - k_{10} T_{\min}) + 1 \right]. \quad (17)$$

B. Ștergerea incompletă. Eroarea se manifestă prin dependența frecvenței calculate de frecvența bătailor anterioare, deoarece nivelul de la care demarează rampa pentru evaluarea ciclului i este (fig. 3b):

$$V(T_R) = V_{0i} = V_0 + e^{-T_R/\tau_R} (V_{i-1} + \xi - V_0) = V_0 + e^{-T_R/\tau_R} (V_{i-1} - V_0) + \xi e^{-T_R/\tau_R}, \quad (18)$$

sau:

$$V_{0i} \approx V_0 + \frac{1}{100} (V_{i-1} - V_0) + \frac{1}{100} \xi,$$

dacă $T_R = 5 \tau_R$, ξ fiind mic (ξ este eroarea de același tip asupra lui V_{0i-1} și V_{i-1}), rezultă că frecvența instantanee calculată depinde practic numai de bătaia anterioară.

Deoarece prin efectul de mai sus:

$$\Delta \varepsilon_i = k_2 \Delta V_{0i} = k_2 \frac{1}{100} (V_{i-1} - V_0),$$

rezultă:

$$F(T_i) = \frac{T_N}{k_1 k_2 T_i + \Delta \varepsilon_i} \approx \frac{T_N}{k_1 k_2 T_i} \left(1 - \frac{1}{100} \frac{T_{i-1} - T_{\min}}{T_i} \right)$$

și:

$$E\% = - \frac{T_{i-1} - T_{\min}}{T_i} = - \left(1 + \frac{T_{i-1} - T_i}{T_i} - \frac{T_{\min}}{T_i} \right). \quad (19)$$

Eroarea constă deci dintr-o micșorare mai accentuată cind frecvența valorii calculate crește față de cea adevărată. Dacă frecvența crește, utilizind premisa experimentală că durata ciclului cardiac nu poate varia de la o bătaie la alta cu mai mult de 20%: $\left| \frac{T_{i-1} - T_i}{T_i} \right| \leq 0,2$,

se obține expresia erorii limită:

$$-E\% = 1,2 - \frac{T_{\min}}{T_i} = 1,2 - \frac{0,3}{60} F, \quad (20)$$

reprezentată în figura 9 — c, alături de curba c , de calibrare ($T_{i-1} = T_i$).

4.4. Eroarea de tip numeric. În figura 10 se prezintă cele două situații limită pentru care numărătorul mai afișază încă cifra F . Avem:

$$a. T_N = (F - 1) t_{r\max} + t_s; \quad t_{r\max} = \frac{T_N - t_s}{F - 1},$$

care în absența erorii de tip numeric ar corespunde lui :

$$F_{\min}^c = \frac{T_N}{t_{r \max}} = (F-1) \frac{T_N}{T_N - t_s} \simeq (F-1) \left(1 + \frac{t_s}{T_N} \right) = (F-1) \left(1 + \frac{1}{300} \right).$$

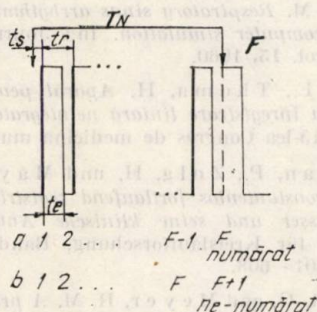


Fig. 10

$$b. T_N = F t_{r \min} + t_s,$$

de unde se obține ca mai sus :

$$F_{\max}^c = F \frac{T_N}{T_N - t_s} \simeq F \left(1 + \frac{1}{300} \right).$$

Așadar pentru o cifră afișată F frecvența calculată poate varia în intervalul $[F_{\min}^c, F_{\max}^c]$,

care se va scrie $F_{\pm \frac{300}{F}}^{+0.2}$; avem: $50_{-0.8}^{+0.2}$;

$200_{-0.3}^{+0.7}$, dar $120_{-0.6}^{+0.4}$. Comparînd cu rotunjirea uzuală la cuantificare ($F_{\pm 0.5}^{+0.5}$) este vizibilă tendința de a afișa în medie mai mult decît valoarea calculată în zona $[50, \approx 120]$ și tendința inversă în zona $[\approx 120, 200]$.

4.5. Compunerea erorilor și precizia globală. Erorile introduse de imperfecțiunile sistemului de memorare au fost evaluate considerînd efectul fiecărui factor asupra frecvenței calculate, condițiile de logică fiind altfel perfect realizate. Corectitudinea acestei evaluări implică deci posibilitatea de a controla îndeplinirea condițiilor de logică în absența sursei de eroare amintite. Această posibilitate nu există decît în zona de axa F , în care efectele celor doi factori devin neglijabile prin compensare; figura 9, curba $b - c'$ arată că zona este cuprinsă între 100 și 120. Metoda de a controla aici realizarea condițiilor de logică este reglajul iterativ expus în 4.1 cu punctele de calibrare $T_0 = 0,5$ s și $T_1 = 0,6$ s. Descrierea din 4.1 va trebui amendată, ținînd seamă de neliniaritățile conversiei $V \leftrightarrow t: \varepsilon = 0$ și $K = K_0$ nu pot fi riguros realizate decît într-un singur punct; cum însă $T_0 = 0,5$ s ($F_0 = 120$) se vede că în zona în care neliniaritățile de conversie nu intervin semnificativ se află și punctul

$T_1 = 0,6$ s. De altfel eroarea de tip numeric inherentă în mecanismul real al calibrării introduce o limită peste care eforturile de a câștiga în precizie analogică nu se mai justifică.

Rezultanta globală de maximă probabilitate a erorilor de tip analogic este curba d (fig. 9) (s-a considerat o intermediară între c și c'). Abaterile absolute maxime sînt: $-0,75$ pentru $F = 50$ ($-1,5\%$) și $+1$ la $F = 200$ ($+0,5\%$). Acționînd în sens contrar tendinței ilustrate de d , eroarea de tip numeric compensează parțial eroarea de tip analogic; pentru extreme iată relațiile dintre frecvența reală r , cea calculată $-c$ și cea afișată $-a$:

$$F = 50 \quad F_r \leftrightarrow F_c = F_r - 0,75 \leftrightarrow F_a =$$

$$= \text{ÎNTREG } F_{c-0.2}^{+0.8} = \text{ÎNTREG } F_{r-0.95}^{+0.05}$$

$$F_a \leftrightarrow F_c = F_{a-0.8}^{+0.2} \leftrightarrow F_r = F_c + 0,75; \quad F_r = F_{a-0.05}^{+0.95}$$

$$F = 200 \quad F_r \leftrightarrow F_a = \text{ÎNTREG } F_{r+0.3}^{+1.3};$$

$$F_a \leftrightarrow F_r = F_{a-1.3}^{-0.3}$$

Se poate conchide că pentru $F_{\text{afisat}} F_{\text{real}}$ se găsește cu suficientă probabilitate în zona $[F, F+1]$ pentru intervalul 50–120 și în zona $[F, F-1]$ pentru intervalul 120–200; global, precizia se definește: $F_{\pm 1}^{+1}$.

4.6. Calibrarea. Cu ceasul de calibrare dînd succesiv $T_0 = 0,5$ și $T_1 = 0,6$ s se repetă ciclul din 4.1. pînă cînd se obțin indicațiile $F_0 = 120$ și $F_1 = 100$; cum la F_0 avem $F_{or} \simeq F_{oc} \simeq F_{oa}$ se va regla în final potențiometrul lui $k_1(I_1) \simeq$ la mijlocul distanței dintre punctele unde cifra se schimbă, care corespund lui $F = 119,4$ și $F = 120,6$. Recalibrările vor urma același procedeu; simpla ajustare a lui I_1 este suficientă de obicei.

4.7. Temperatura și îmbătrînirea. Vom urmări numai efectul variației curentului I_1 care încarcă pe C_1 (fig. 6—BTL) de departe cel mai important efect termic; temperatura afectează pe k_1 : $k_1(\Delta T^0) = (1+u) k_{10}$, unde $u = \Delta I_1 / I_{10}$; înlocuind în expresia de bază (8), se obține după calcule eroarea $E \simeq u \left(\frac{F}{F_{\max}} - 1 \right)$, distribuită liniar cu maxim la $F = 50$ puls/min: $-2,5\%$ pentru $+\Delta T^0$ și $+1,5\%$ pentru $-\Delta T^0$, cînd $I_1 = 1000_{-14}^{+33} \mu A$ ($u = 3,3\%$, respectiv $-1,4\%$), pe plaja $0-50^\circ C$.

Scăderea temperaturii acționează, deci, în sensul compensării erorii de tip analogic, iar creșterea accentuează eroarea analogică. Rescriind precizia pe toată plaja $0-50^\circ C$, cu calibrarea la $25^\circ C$, avem acoperitor: $F_{\pm 2}^{+2}$ fiind însă de considerat o calibrare la temperatura maximă de lucru, pentru a beneficia de efectul scăderii temperaturii.

Cardiotahometrul digital prezentat (fig. 11) realizat din componente de serie ale industriei noastre, constituie o rezolvare pentru un moment al construirii unui sistem de tratament

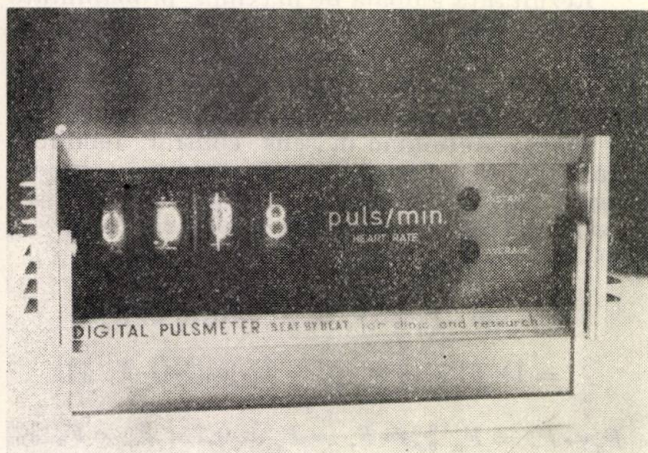


Fig. 11

electronic al informației bioelectrice destinat cercetărilor de fiziologia muncii [10].

Datorită accesului cifric la frecvența instantanee, monitorizarea cardiacilor, conducerea anesteziei intraoperator, precum și uzul clinic sint alte aplicații posibile.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Gelin, J. ș.a. *Analyse automatique de l'électrocardiogramme*. In: Arch. des Mal. du Coeur, nr. 2, 1968, p. 188—208.
- [2] Benetato, G., Vrâncianu, R. și Ionescu, V. *Metode bioradiotelemetrice în medicină*. București, Ed. Academiei, 1971.
- [3] Davies, C. and Neilson, J. Disturbances of heart rhythm during recovery from exercise in man. In: Journ. of Applied Physiol., vol. 22, nr. 5, 1975.
- [4] Clynes, M. *Respiratory sinus arrhythmia: laws derived from computer simulation*. In: Journ. of Applied Physiol., vol. 15, 1960.
- [5] Muhar, F., Thoma, H. *Aparat pentru telemetria pulsului cu înregistrare liniară neintegrată a frecvenței*. Viena, al 15-lea Congres de medicina muncii, 1966.
- [6] Christian, P., Zolg, H. und Mayer, H. *Über einen zeitkonstantenlos fortlaufend registrierenden Pulsfrequenzmesser und seine klinische Anwendung*. In: Zeitschrift für Kreislaufforschung, Band 58, Heft 6, 1969, p. 601—608.
- [7] Clark, R. G. and Meyer, R. M. *A precision cardiographometer and arrhythmia detector*. In: Journal of Applied Physiology, vol. 27, nr. 4 (oct), 1969, p. 569.
- [8] * * * *Electronica în medicină*. București, Ed. tehnică, 1964, p. 232.
- [9] Miliman, I. and Taub, H. *Pulse, digital and switching waveforms*. New York, Mc Graw-Hill, 1965, p. 430.
- [10] Negoescu, R. *Prelucrarea electronică de date electrocardiografice privind adaptarea la muncă*. In: Igiena, vol. XXIII, nr. 5, 1974.

CZ 621.316.052

ANALIZA ȘI SINTEZA
STABILITATE
OPTIMALITATE

Metode de analiză a sistemelor electrice stabile și optime

GIOSAN TRAIAN — IAȘI

1. Introducere

Modelindu-se matematic un sistem electric [8], sub formă de ecuație algebrică, pentru care se întocmește o formă pătratică de unde, rezultă o ecuație matriceală Riccati pentru procese staționare, sistemul fiind prevăzut cu reglaj optimal. După o analiză succintă a sistemelor electrice optimizate și asimptotic stabile se încearcă diferite metode de sinteză pentru sistemul electric prevăzut cu reglaj liniar. Operația de sinteză se face din aproape în aproape. Prima etapă de sinteză pentru sistemul considerat cu control liniar constă dintr-o sinteză de structură și apoi una de regim. Sinteza de structură este subordonată criteriului de optimalitate, iar sinteza de regim, subordonată criteriului de stabilitate.

2. Principeul metodei

Se consideră un spațiu liniar n dimensional de variabilă complexă, cu modelul matematic al

unui sistem electric [8], scris matriceal sub formă de ecuație algebrică:

$$\underline{Y}_N \underline{V} = \underline{J}_N, [G + jB] [\underline{V}' + j\underline{V}'''] = \underline{j}'_N + \underline{j}''_N,$$

în care $\underline{Y}_N$ este matricea complexă de ordin n a admitanțelor nodale, iar $\underline{V}$ și $\underline{J}_N$ sint respectiv, vectorii de ordin n ai tensiunilor nodale și ai curenților injectați în sistem.

După separarea componentelor reale de cele imaginare [8], rezultă ecuația matriceală:

$$\begin{bmatrix} G & -B \\ B & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}' \\ \underline{V}''' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{j}'_N \\ \underline{j}''_N \end{bmatrix}. \quad (1)$$

În baza acestei ecuații se poate întocmi funcția neliniară:

$$f_N(\underline{V}', \underline{V}''') = [\underline{V}'' \underline{V}'] \begin{bmatrix} -G & B \\ -B & -G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}' \\ \underline{V}''' \end{bmatrix} = \\ = \underline{V}' [-G \underline{T}_v - \underline{T}_v G + \underline{T}_v B \underline{T}_v - B] \underline{V}', \quad (2)$$

* Conf. dr. ing. Tr. Giosan își desfășoară activitatea a I. P. — Iași.

în care :

$$V'' = T_v V', \quad T_v = \text{diag}(\text{tg } \theta_v), \quad \theta_v = \widehat{V' V}.$$

Se observă că ecuația matriceală din paranteză :

$$T_v B T_v - G_t T_v - G T_v - B = 0, \quad (3)$$

este un caz special de ecuație matriceală Riccati pentru procese optimale staționare. Fizic, aceasta corespunde cu funcționare la unghi θ constant.

Pentru rezolvarea ecuației (3) se propune următoarea metodă, bazată pe faptul că matricea T_v este diagonală :

$$b_{ii} t_{ii}^2 - 2g_{ii} t_{ii} - b_{ii} = 0, \quad T_v = [t_{ii}], \quad (i=1, 2, \dots, n), \quad (3')$$

iar soluția bireală :

$$t_{ii} = \frac{g_{ii}}{b_{ii}} \pm \sqrt{\left(\frac{g_{ii}}{b_{ii}}\right)^2 + 1} = c_{ii} \pm d_{ii}; \quad b_{ii} \leq \leq B, \quad g_{ii} \in G; \quad b_{ii} \neq 0.$$

Dacă $g_{ii} = 0$, rezultă $T_b = \pm 1$, adică sistem reactiv. Dacă $b_{ii} = 0$, $T_v = 0$.

Din punct de vedere al sintezei, este important faptul că sistemul (3') are soluție bireală. În detaliu, sinteza ecuației (3) coincide cu sinteza matricei Y_N , respectiv a matricelor G și B pentru care există proceduri bine puse la punct [8]. Realizarea sistemului se poate face în diferite moduri.

Alegem n soluții t_{ii} , din cele $2n$ soluții posibile ale ecuației (3') cu care stabilim relația dintre g_{ii} și b_{ii} , funcție de t_{ii} :

$$\frac{g_{ii}}{b_{ii}} = \frac{1}{2} \left(t_{ii} + \frac{1}{t_{ii}} \right); \quad (i=1, 2, \dots, n).$$

Elementele g_{ii} și b_{ii} conțin toate elementele matricelor G , respectiv B [8]:

$$g_{ii} = g_{i0} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n g_{ij}, \quad b_{ii} = b_{i0} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n b_{ij}.$$

Prin urmare, se poate forma matricea $Y_N = G + jB$, căreia îi corespunde o schemă unică.

Prin inducție se formează ecuația matriceală Riccati de tip special pentru procese nestacionare :

$$\dot{T}_v = -G_t T_v - G T_v + T_v B T_v - B, \quad (4)$$

care se soluționează prin metode de aproximații succesive. Matricele G și B depind, eventual, de timp.

Acestei ecuații i se asociază ecuația diferențială liniară :

$$\dot{V}' = G V' + N \tilde{u}, \quad (4')$$

în care matricea N este de ordin $n \times m$, iar $\tilde{u}$ vectorul de control optimal [8]:

$$\tilde{u} = -R^{-1} N_t T_v V' = U(V', T_v),$$

unde R reprezintă o matrice reală $m \times m$ și pozitiv definită din indicele de performanță :

$$I = \frac{1}{2} \int_0^\infty (V'_t B V'_t + \tilde{u}_t R \tilde{u}_t) dt,$$

iar B , o matrice reală $n \times n$ și pozitiv definită pentru rețele (R, L) ; (R, C) și indefinită pentru rețele (R, L, C) , (rezistența, inductanță, capacitate).

Relația $B = N R^{-1} N_t$ din ecuația matriceală Riccati de tip special, constituie o indicație prețioasă pentru alegerea matricei B din criteriul de performanță, în funcție de matricele R și N .

Funcția Hamilton :

$$H(V', \tilde{u}, V'') = \frac{1}{2} V'_t B V'_t + \frac{1}{2} \tilde{u}_t B \tilde{u}_t + V''_t (G V' + N \tilde{u}).$$

Ecuațiile canonice :

$$-\frac{\partial H}{\partial V'} = \dot{V}'' = -B V' - G V''; \quad (4'')$$

$$\frac{\partial H}{\partial V''} = \dot{V}' = G V' + N \tilde{u}. \quad (4''')$$

Cu aceste informații se poate construi sistemul de ecuații diferențiale liniare omogene :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}' \\ \dot{V}'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G - N R^{-1} N_t \\ -B \quad -G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V' \\ V'' \end{bmatrix}, \quad (5)$$

cu soluția :

$$\begin{bmatrix} V' \\ V'' \end{bmatrix} = \left(\exp \begin{bmatrix} G - N R^{-1} N_t \\ -B \quad -G \end{bmatrix} t \right) \begin{bmatrix} V'_0 \\ V''_0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

în care V'_0 și V''_0 sînt soluțiile inițiale, diferite de zero.

Soluția acestui sistem este subordonată unui criteriu de optimalitate (control optimal). Procedînd astfel, se observă că acest rezultat se

obține fără a fi necesară rezolvarea ecuației matriceale Riccati de tip special.

Sistemul de ecuații diferențiale liniare neomogene corespunzător :

$$\begin{bmatrix} \dot{V}' \\ \dot{V}'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & 0 \\ 0 & -BT_v^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V' \\ V'' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N \\ M \end{bmatrix} \tilde{u}, \quad (7)$$

în care :

$$M = B^{-1}GN$$

Se scrie acest sistem de ecuații sub forma uzuală :

$$\dot{x} = \tilde{A}x + \tilde{B}\tilde{u}, \quad (8)$$

unde :

$$x = \begin{bmatrix} V' \\ V'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X' \\ X'' \end{bmatrix}, \quad \tilde{A} = \tilde{A}(t) = \tilde{A}(t, T_v) =$$

$$= \tilde{A}(t, \theta_v) = \begin{bmatrix} G & 0 \\ 0 & -BT_v^{-1} \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \tilde{B}(t) = \begin{bmatrix} N \\ M \end{bmatrix},$$

în care G, B, N, M și T_v sînt eventual, funcții de timp. Evident, se poate introduce și o matrice de observabilitate $\hat{C}$, pentru vectorul ieșirilor $z = \hat{C}x$, [7] cu $\hat{C}$ o matrice $m \times n$, $m \leq n$.

Dacă (4''') se derivă odată în raport cu timpul, considerînd G, B și T_v constante, atunci :

$$\ddot{V}' = G\dot{V}' - BT_v \dot{V}' = -BT_v V' + G(G - BT_v)V',$$

respectiv :

$$\ddot{V}' + BT_v \dot{V}' + (GBT_v - G^2)V' = 0. \quad (9)$$

Se substituie :

$$BT_v = C, GBT_v - G^2 = D \quad (10)$$

și rezultă :

$$\ddot{V}' + C\dot{V}' + DV' = 0. \quad (11)$$

Prin substituții adecvate (exemplul 1), ecuația (11) se scrie sub forma :

$$\dot{X} + \hat{A}X = 0, \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & -E \\ D & C \end{bmatrix},$$

pentru care se determină elementele matricei K din condiția de stabilitate Liapunov :

$$\hat{A}_t K + K\hat{A} = Q, \quad (12)$$

în care Q este o matrice simetrică și pozitiv definită.

Prin sinteza lui K rezultă condiția de stabilitate asimptotică Liapunov (exemplul 1).

Se demonstrează că pentru aceasta trebuie ca matricele C și D să fie nesingulare.

Exemplul 1. Se consideră matricele C și D de ordinul $n = 3$. Pentru sinteza sistemului (11) optimizat și asimptotic stabil, scriem detaliat

$$\ddot{V}'_1 + c_{11}\dot{V}'_1 + c_{12}\dot{V}'_2 + c_{13}\dot{V}'_3 + d_{11}V'_1 +$$

$$+ d_{12}V'_2 + d_{13}V'_3 = 0;$$

$$\ddot{V}'_2 + c_{21}\dot{V}'_1 + c_{22}\dot{V}'_2 + c_{23}\dot{V}'_3 + d_{21}V'_1 +$$

$$+ d_{22}V'_2 + d_{23}V'_3 = 0;$$

$$\ddot{V}'_3 + c_{31}\dot{V}'_1 + c_{32}\dot{V}'_2 + c_{33}\dot{V}'_3 + d_{31}V'_1 +$$

$$+ d_{32}V'_2 + d_{33}V'_3 = 0.$$

Se substituie :

$$V'_1 = X_1, \quad \dot{V}'_1 = \dot{X}_1 = X_4, \quad \ddot{V}'_1 = \dot{X}_4,$$

$$V'_2 = X_2, \quad \dot{V}'_2 = \dot{X}_2 = X_5, \quad \ddot{V}'_2 = \dot{X}_5,$$

$$V'_3 = X_3, \quad \dot{V}'_3 = \dot{X}_3 = X_6, \quad \ddot{V}'_3 = \dot{X}_6,$$

și se obține :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} & & -1 & & & \\ & 0 & & -1 & & \\ & & & & -1 & \\ d_{11} & d_{12} & d_{13} & c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\dot{x} + Ax = 0,$$

în care :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -E \\ D & C \end{bmatrix}, \quad d_{ij} \in D, \quad c_{ij} \in C, \quad i, j = 1, 2, 3.$$

Se scrie detaliat ecuația (12) :

$$\begin{bmatrix} 0 & D \\ -E & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{aa} & K_{ab} \\ K_{ba} & K_{bb} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} K_{aa} & K_{ab} \\ K_{ba} & K_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -E \\ D & C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

După efectuarea operațiilor, rezultă :

$$K_{ab} = \frac{1}{2} D^{-1} = K_{ba}; \quad K_{bb} = \frac{1}{2} C^{-1} D^{-1};$$

$$K_{aa} = -\frac{1}{2} C^{-1} - \frac{1}{2} CD^{-1}.$$

Așadar, pentru îndeplinirea condiției de stabilitate Liapunov, trebuie ca $\det. D \neq 0$, $\det. C \neq 0$.

3. Concluzii

Soluționarea ecuației (4) se face prin aproximații succesive [8]. Pentru sinteză interesează îndeosebi soluția regimului staționar ($T_v(t)$ când $t \rightarrow \infty$) și prin aceasta, sinteza în baza ecuației (4) se reduce la sinteza ecuației (3). Sinteza sistemului în vecinătatea regimului staționar se face, de asemenea, din aproape în aproape. Acesta este drumul cel mai scurt, din mulțimea căilor posibile pentru alegerea matricei $Y_N(t)$ subordonată unui criteriu de stabilitate și de optimalitate.

Prin urmare, prima etapă de sinteză pentru sistemul electric considerat cu control liniar, constă dintr-o sinteză de structură (de ecuație Riccati) și apoi una de regim, adică de reglaj. Sinteza de structură este subordonată criteriului de optimalitate, sinteza de regim este subordonată criteriului de stabilitate. De aici rezultă concluzia că, în general, ordinea de sinteză este: optimalitate-stabilitate; în analiză este stabilitate-optimalitate. Aceasta este relația fundamentală dintre cele două criterii

față de cele două operații stabilitate cu acest prilej, pentru sistemele electrice.

Cu raționamentele rezultatelor obținute pe firul relațiilor până la începutul lucrării, se poate găsi o structură liniară pentru un sistem electric cu legături multiple subordonat unui criteriu de optimalitate și de stabilitate.

Așadar, o operație de sinteză în baza unor operații prealabile de analiză, valabile pentru sisteme electrice liniare [8].

BIBLIOGRAFIE

- [1] Dragomirescu, M., Malița, M. *Programarea pătratică*. Ed. științifică București, 1968.
- [2] Sendi, K. *Metode actuale de analiză a sistemelor electrice*. Moscova, Ed. Energia, 1971.
- [3] Donald, P. *Optimization theory with applications*. New-York, Ed. John Wiley.
- [4] Athans, M., Falb, P. *Optimal control*. Mc. Graw-Hill Book Company New-York.
- [5] Belman, R. *Introducere în teoria matricelor*. Moscova, Ed. Știința, 1969.
- [6] Halanay, A. *Teoria calitativă a ecuațiilor diferențiale*. București, Ed. Academici, 1963.
- [7] Popov, V. M. *Hipersensibilitatea sistemelor automate*. București, Ed. Academiei, 1966.
- [8] Giosan, T. *Centrale și rețele electrice*, vol. I și vol. II. Iași, Ed. Inst. politehnic, 1972.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

ÎNCAPSULAREA ÎN PLASTIC A TRANZISTORELOR

Tehnologia încapsulării în plastic este utilizată, de mai mulți ani, de IPRS-Băneasa pentru familiile de circuite integrate logice și diodele Zener.

În scopul obținerii unei eficiențe economice cit mai ridicate, IPRS-Băneasa și ICCE au asimilat în producția de serie tehnologia de încapsulare în plastic și pentru tranzistoare. Experiența acumulată și eforturile de cercetare depuse în ultimii ani, au permis ca familiile de tranzistoare ce vor fi descrise în continuare să se realizeze în mod integral în țară.

În această lucrare sînt prezentate cîteva probleme specifice încapsulării în plastic.

Procedeul tehnologic de încapsulare în plastic a dispozitivelor semiconductoare, din ce în ce mai răspîndit pe plan mondial, prezintă ca principal avantaj, comparativ cu tehnologiile de încapsulare în metal sau ceramică, prețul de cost scăzut.

Scăderea prețului de cost rezultă, în principal, din două elemente. Primul este acela că prețul materialului de încapsulare, al „plasticului”, este mult mai mic decît cel al altor tipuri de capsule. Al doilea se referă la productivitatea muncii. În timp ce tehnologia de încapsulare în metal prevede încapsularea individuală a elementelor, tehnologia încapsulării în plastic permite realizarea simultană a unui număr mare de dispozitive (de exemplu, 200 pentru tranzistoarele de mică putere).

Din punctul de vedere al caracteristicilor electrice, rezultatele sînt similare cu cele ale dispozitivelor semiconductoare încapsulate în metal. Aceleași tipuri de dispozitive se întîlnesc adesea atît în versiunea cu capsulă din plastic, cît

și în versiunea cu capsulă metalică. În aceste condiții esențială este determinarea fiabilității.

În ceea ce privește fiabilitatea și determinarea ei trebuie spus că procedeele și metodele de testare utilizate în mod normal la capsule metalice nu se pot aplica direct pentru cele în plastic. De aceea, în proiectarea și realizarea dispozitivelor încapsulate în plastic trebuie de la început avute în vedere testele la care vor fi supuse.

În timp ce dispozitivele pot fi concepute după principiul prețului de cost minim, pentru un anumit domeniu de aplicații generale sau industriale, este o greșală să se aplice în testarea lor tehnici specifice unor dispozitive realizate pentru aplicații mult mai severe (componente militare sau aerospațiale). Deci este esențial ca pentru un anumit produs să se prevadă o anumită fiabilitate, care să fie controlată cu metode specifice, în concordanță cu domeniul de aplicabilitate și prețul de vânzare.

Fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare este cel mai bine exprimată de rata de defectare. Astfel, pentru componentele militare sau aerospațiale de mare fiabilitate se indică o rată de defectare acceptabilă cuprinsă între 0,01%/1000 h și 0,0001%/1000 h. Pentru componentele de larg consum și industriale se indică o rată de defectare acceptabilă cuprinsă între 1%/1000 h și 0,01%/1000 h.

Problema determinării fiabilității dispozitivelor semiconductoare încapsulate în plastic a fost tratată foarte serios în literatura de specialitate. Concluziile extrase din aceste materiale, precum și cele rezultate din normele internaționale larg utilizate (DIN 40046, IEC 68, MIL-STD-750 etc.) au stat la baza regulilor de verificare a calității și a metodelor de

18 N duce la distrugerea în timp a dispozitivului. Flexibilitatea terminalelor acestor capsule fiind relativ scăzută, se vor evita îndoirile sau răsucirile excesive, capacitatea de îndoire fiind limitată la 3 plieri la 90° (în general nu se reco-

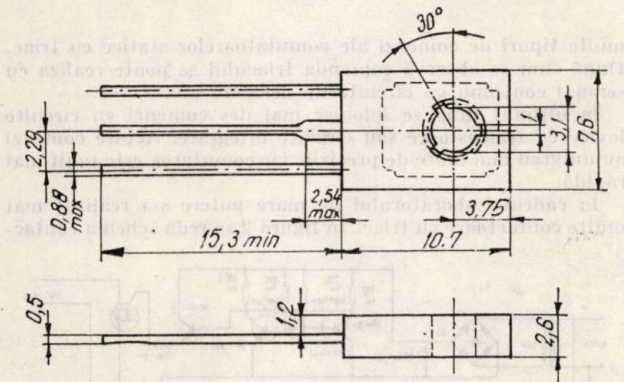


Fig. 2. Desen de ansamblu al capsulei SOT-32 (dimensiunile în mm).

mandă îndoirea terminalelor dacă diametrul lor depășește 0,5 mm). De asemenea, nu se vor îndoi terminalele direct de la capsulă; distanța minimă dintre capsulă și punctul de îndoire este de 1,5 mm, iar raza minimă de îndoire 1,6 mm. La îndoirea terminalelor se vor stabili aceste cu ajutorul unui clește sau a unui plior special pentru evitarea tensiunilor mecanice între capsulă și punctul de conectare al capsulei.

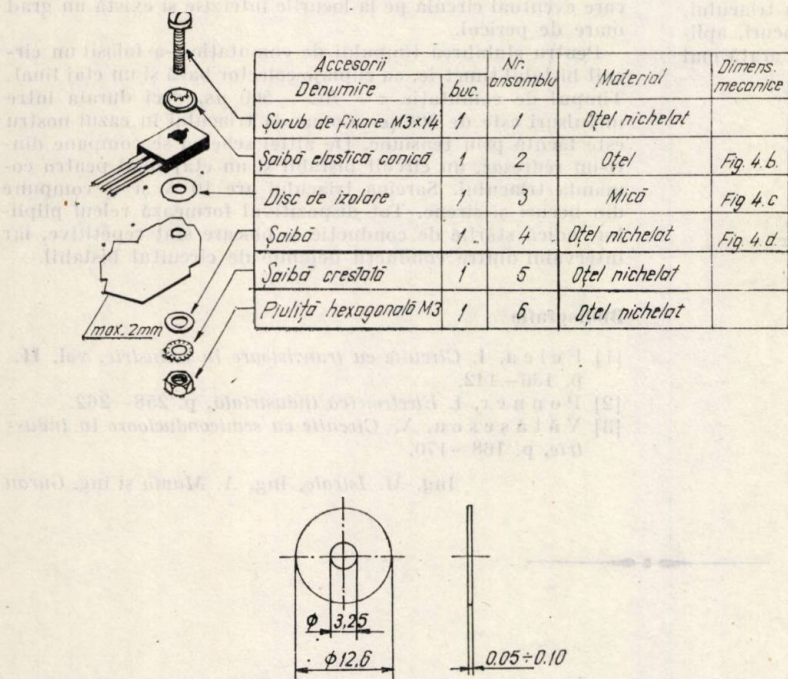


Fig. 4. Sistem de montaj pe radiator al capsulei SOT-32 și accesoriile specifice (dimensiuni în mm):
a – sistemul de montaj; b – șaibă elastică conică; c – disc de izolare; d – șaibă.

Capsulele TO-92 se pot conecta în modurile prezentate în figurile 3a și 3b.
Montarea capsulelor SOT-32 se poate face cu ajutorul unui șurub M 3 (cu cuplul de strângere cuprins între 50 și 80 N.cm)

cu aranjamentul și accesoriile prezentate în figura 4. Izolarea acestor capsule se face cu un disc de mică cu grosimea de circa 50 μ(fig. 4c). Utilizarea unui astfel de disc de mică, conduce la creșterea rezistenței termice cu 8°C/W. Dacă se

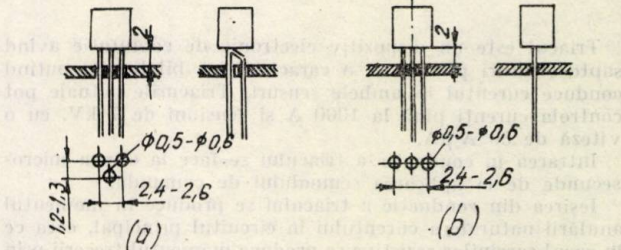


Fig. 3. Posibilități de montare pentru capsula TO-92:
a – montare în poziția normală (conform cu fig. 1); b – montare cu terminalele situate în același plan.

utilizează un disc de mică uns cu o pastă specială de montare, rezistența termică crește cu numai 4°C/W.

În timpul procesului de sudură (lipire) a terminalelor temperatura joncțiunii nu trebuie să depășească 200°C pentru dispozitivele cu siliciu, ceea ce impune următoarele valori maxime pentru timpul de sudură (t_{max}):

- t_{max} – 5 s pentru capsulele TO-92;
- t_{max} – 10 s pentru capsulele SOT-32,

în cazul în care temperatura maximă de sudură este 245°C și lungimea minimă a terminalelor între punctul de sudură și capsulă este 2 mm.

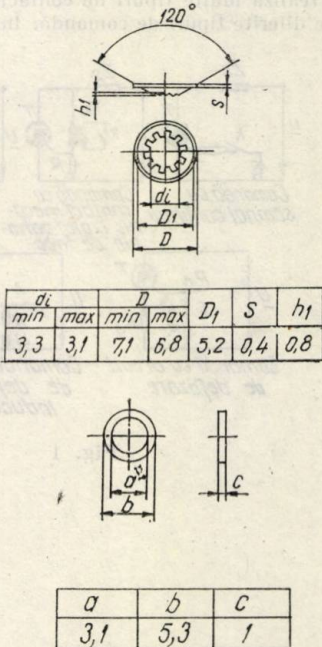


Fig. 4. Sistem de montaj pe radiator al capsulei SOT-32 și accesoriile specifice (dimensiuni în mm):
a – sistemul de montaj; b – șaibă elastică conică; c – disc de izolare; d – șaibă.

Pentru păstrarea integrității mecanice a dispozitivului se vor evita tensiunile exercitate asupra capsulei.

Ing. D. Olteanu și ing. I. Pavelescu, I.C.C.E. — București

NOTĂ

RELEUL PILPÎTOR CU TRIAC

Triacul este un dispozitiv electronic de comutație având șapte straturi p și n cu o caracteristică bilaterală, putând conduce curentul în ambele sensuri. Triacurile actuale pot controla curenti până la 1000 A și tensiuni de 7 kV, cu o viteză de 50 A/ μ A.

Intrarea în conducție a triacului se face la câteva microsecunde de la aplicarea semnalului de comandă.

Ieșirea din conducție a triacului se produce în momentul anulării naturale a curentului în circuitul principal, ceea ce în cazul sarcinilor rezistive se produce momentul trecerii prin zero a tensiunii alternative.

Comanda triacului se poate face cu ambele polarități ale tensiunii semnalului aplicat între poartă și catod pe ambele polarități ale tensiunii dintre anod și catod. Corespunzător celor patru combinații posibile ale polarităților tensiunii anodice și de poartă triacul prezintă sensibilități de comandă diferite. Sensibilitatea comenzii este maximă atunci când ambele tensiuni sînt pozitive, ceva mai mică cînd ambele sînt negative, iar cea mai mică atunci cînd tensiunea de poartă este pozitivă, iar tensiunea de comandă este negativă ca și tiristoarele; triacul amorsează la depășirea unei valori a tensiunii anodice, dar pentru ambele polarități ale acestora.

Această proprietate asigură triacului o autoprotecție internă împotriva tensiunii tranzitorii, care poate apărea în circuitul care este montat.

La apariția supratensiunilor triacul amorsează singur în loc să se străpungă. Pentru eliminarea acestui neajuns se folosește un grup care include aceste tensiuni în afara triacului. Se pot realiza multe tipuri de contactoare cu triacuri, aplicîndu-se diferite tipuri de comandă. În figura 1 se arată mai

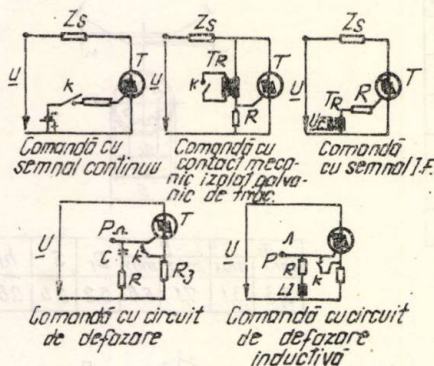
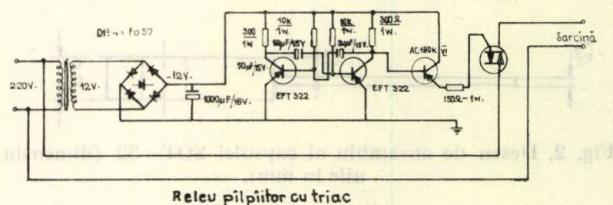


Fig. 1

multe tipuri de comenzi ale comutatoarelor statice cu triac. După cum se observă comanda triacului se poate realiza cu semnal continuu cu circuite de defazare etc.

În ultimul timp se folosesc mai des comenzi cu circuite logice cu transistoare sau circuite integrate. Aceste comenzi au un grad mai mare de precizie, iar comutarea este mult mai rapidă.

În cadrul Laboratorului de mare putere s-a realizat mai multe contactoare cu triac. În figura 2 se redă schema contac-



Relev pilpitor cu triac

Fig. 2

torului, respectiv releul proiectat pentru instalația de semnalizare și avertizare optică și sonoră a laboratorului, pentru perioada în care se fac probe.

Atît luminile de avertizare, cît și sirenele trebuie să funcționeze pilpitor pe timpul probelor, pentru a pune în evidență pericolul existent și a atrage atenția mai bine a persoanelor care eventual circulă pe la locurile interzise și există un grad mare de pericol.

Pentru stabilirea timpului de comutație s-a folosit un circuit bistabil simetric, cu cuplaje colector bază și un etaj final. Timpul de comutație $\tau = RC = 500 \mu s$, deci durata între impulsuri este de 500 μs . Comanda triacului în cazul nostru este făcută prin tensiune. De altfel schema se compune dintr-un redresor, un circuit bistabil și un etaj final pentru comanda triacului. Sarcina triacului are 10 A și se compune din becuri și sirene. Tot dispozitivul formează releul pilpitor, adică stările de conducție și blocare sînt repetitive, iar intervalul dintre conducții depinde de circuitul bistabil.

Bibliografie

- [1] Felea, I. *Circuite cu tranzistoare în industrie*, vol. II, p. 136—142.
- [2] Ponner, I. *Electronică industrială*, p. 258—262.
- [3] Vătășescu, A. *Circuite cu semiconductoare în industrie*, p. 168—170.

Ing. M. Istrate, ing. A. Manla și ing. Guran

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE



Tîrgul de primăvară de la Leipzig — 1976

Ca în fiecare an Leipzigul își păstrează tradiția de a-și deschide porțile pentru a primi producătorii din toată lumea la Tîrgul de primăvară.

În luna martie a acestui an și-au dat întâlnire, pentru a-și confrunta produsele și pentru a prezenta cele mai recente noutăți ale științei și tehnicii moderne, 9 000 de fabricanți și exportatori renumiți din 60 de țări, care expun atît în incinta Tîrgului, cît și în clădirile aferente acestuia din centrul orașului Leipzig, pe o întindere de 350 000 mp. Toate branșele tehnice și cele ale bunurilor de larg consum oferă posibilități excepționale pentru activități comerciale, luări de contacte etc.

Printre ramurile tehnice prezente la Tîrgul de primăvară de la Leipzig, electrotehnica și tehnica automatizării sînt puternic reprezentate. Expozanți din 32 de țări demonstrează, pe o suprafață de 20 000 mp, stadiul de dezvoltare al diverselor sectoare din industria electrotehnică. Nivelul produselor expuse este determinat, ca de obicei, de producători și exportatori cu renume deosebit. Din statele europene din cadrul CAER expun toate întreprinderile de comerț exterior cu profil electrotehnic, și anume: Elektrotechnik Export-Import din țara gazdă (R. D. G.), Energomaschexport din U. R. S. S., Elektrim din Polonia, ZSE din R. S. Cehoslovacă, Elektroimpex din Bulgaria, Transelektro din Ungaria, Electroexportimport și Electronum din România. Succesele industriei românești sînt cunoscute tot mai mult pe plan internațional atît prin exportarea unor produse de nivel superior, cît și prin aprecierile pe care acestea le obțin din partea specialiștilor cu ocazia tîrgurilor internaționale. Un număr de 13 întreprinderi românești de comerț exterior prezintă, în cadrul unei expoziții pe o suprafață de circa 1 500 mp, o gamă largă de produse, îndeosebi în domeniul construcțiilor de mașini și electrotehnicii: strunguri de diverse tipuri și alte mașini-unelte pentru prelucrarea și așchiera metalelor, electromotoare și transformatoare, centrale telefonice, instalații și utilaje pentru industria alimentară, tractoare și mașini agricole, utilaj petrolier, mașini și utilaje pentru construcții, precum și bunuri de consum electrotehnice etc. Industria electrotehnică jugoslavă este reprezentată prin Energoinvest. De asemenea, din R. D. G. sînt prezente și firme de renume mondial ce funcționează în combinate ca: VEB Transformatorwerk „Karl Liebknecht” din Berlin, VEB „Otto Buchwitz” Starkstromanlagenbau Dresden, VEB Transformatorwerk und Röntgenwerk „Herman Matern” Dresden, VEB Kombinat Elektromaschinenbau Dresden, Combinatul VEB Lokomotivbau-Elektrotechnische Werke „Hans Beimler”, combinatul VEB Kabelwerk Oberspree sau combinatul VEB Keramische Werke Hermsdorf.

Din sfera economică capitalistă sînt prezente firme ca: A. C. E. C. (Belgia), Bosch și AEG/Telefunken (RFG), Compagnie Générale d'Electricité (Franța), SACE (Italia), Nichimen (Japonia), ELIN-Union (Austria), ASEA și Electrolux (Suedia) și Brown-Boveri & Cie (Elveția). Exponatele țărilor membre ale CAER oglindesc, în special, integrarea planificată la nivelul diverselor ramuri ale procesului de producție din industria electrotehnică, a economiei socialiste. Deosebit de interesante se dovedesc potențele reciproce ale colaborării tehnico-științifice și economice în sectorul instalații electroenergetice.

Participanții țărilor CAER, reușiți în cadrul organizației INTERELEKTRO expun în aer liber, în fața halei 18, produse de vîrf din sectorul instalații electroenergetice principale

și auxiliare. Produsele prezentate în cadrul acestei expoziții colective dovedesc nu numai înaltul stadiu tehnico-științific, ci demonstrează deopotrivă atît nivelul ridicat al cooperării științifice și industriale, cît și specializarea în fabricație.

Posibilitățile de producție și de export ale partenerilor socialiști, reușiți în cadrul organizației INTERELEKTRO, sînt demonstrate cu prisosință prin expozitele la nivelul liniilor de înaltă tensiune de 750 kV din Uniunea Sovietică. Aceste instalații exterioare de înaltă tensiune din grupa tehnică de 750 kV își găsesc utilizarea, în special, la construirea de magistrale electro-energetice, care vor fi instalate în perioada pînă în 1980 în țările membre CAER. Ceilalți expozanți din țările socialiste expun instalații de tensiuni intermediare curente, precum și o serie complexă de comutatoare de forță, care dovedesc o certă specializare.

În afara contribuției sale la expoziția colectivă de instalații de energie electrică, oferta sectorului de instalații electro-energetice a R. D. G. se completează cu o bogată gamă de instalații de distribuție electrică. Sînt prezentate, printre altele: aparatul de comutare cu celulă tip ASIF 36, o celulă de întrerupere pentru tensiune înaltă de dimensiuni mici, capsulată metalică, tip CSIM 12, o celulă de joasă tensiune ISA 2000 și prototipul unei instalații de distribuție cu izolație de gaze tip GSAS 123 kV. Vizitatorii mai au la dispoziție prototipul unei instalații de distribuție pentru interior, care informează asupra experienței pe care producătorii de instalații de distribuție o au la fabricarea acestora și a altor instalații complexe.

Întreprinderea VEB Transformatorwerk und Röntgenwerk „Herman Matern” din Dresden se prezintă cu diferite modele de instalații de testare-incercare pentru tensiune înaltă și foarte înaltă, care găsesc teren de aplicabilitate în știință și cercetare.

Piese pentru diverse acționări electrice, modificări de motoare standard, cît și micropiese de acționare pentru tehnica automatizării și în industria bunurilor de larg consum, formează exponatele ce sînt prezentate, în cadrul Tîrgului, de ramura construcțiilor de mașini electrice din R. D. G.

Construite pe principiul cunoscutului sistem de subansambluri, seria motoarelor sincrone, asincrone și mașinilor de curent continuu sînt demonstrate prin exponatele prezentate de VEB Elektromaschinenbau Sachsenwerk, și anume: un motor asincron cu rotor cu inele, un motor sincron și cite o mașină de curent de 250, 400 și respectiv 70 kV cu învelișuri protectoare diferite și sisteme de aerisire variate. Aceste exponate exemplifică posibilitățile multiple și variate ale sistemului de subansambluri în domeniul fabricării de mașini medii.

În domeniul informării tehnico-științifice a publicului de specialitate, organizatorii Tîrgului din Leipzig au pus la dispoziția vizitatorilor un bogat și interesant program de manifestări tehnico-științifice. Camera de tehnică a R. D. G. a organizat o serie de conferințe și simpozioane tehnice cu participarea unor specialiști din țara gazdă și din străinătate.

În numărul următor al revistei se vor prezenta pe larg produsele industriei electrotehnice, electronice și de automatizare expuse la Tîrgul din Leipzig.

Greta Andrei și ing. Lucreția Pană

Numai mărimea este mică
la
servomotoarele

HSM



Cele mai importante calități caracteristice ale noilor servomotoare tip HSM sînt greutatea și momentul lor de inerție reduse, productivitatea specifică ridicată, posibilitatea de supraîncărcare ridicată și constantele electromecanice de timp reduse.

Pot fi folosite la toate instalațiile cu spațiu limitat și care nu suportă decît greutăți mici, ca de pildă la instalațiile suplimentare de calculatoare, diferite instrumente și în automatizări.

Servomotoarele se livrează în următoarele execuții : tip HSM 60 – momentul de inerție al rotorului 38 g/cm², moment de rotație max 8,5 kgf/cm, număr de rotații max. 4 500 rotații/min, rezistența rotației 0,4 ohmi la 20°C și conductibilitatea max 50 μH.

Tip HSM 150 – moment de inerție al rotorului 130 gr/cm², moment de rotație max 22 kgf/cm, număr de rotații max 3 600 rotații/min, rezistența 0,7 ohmi la 20°C și conductibilitatea max 115 μH.

Pentru detalii suplimentare, adresați-vă astăzi, încă, în scris firmei :

EXPORT KOVO
IMPORT PRAHA CZECHOSLOVAKIA

Soudružská 2081
Praga 10 — Cehoslovacia

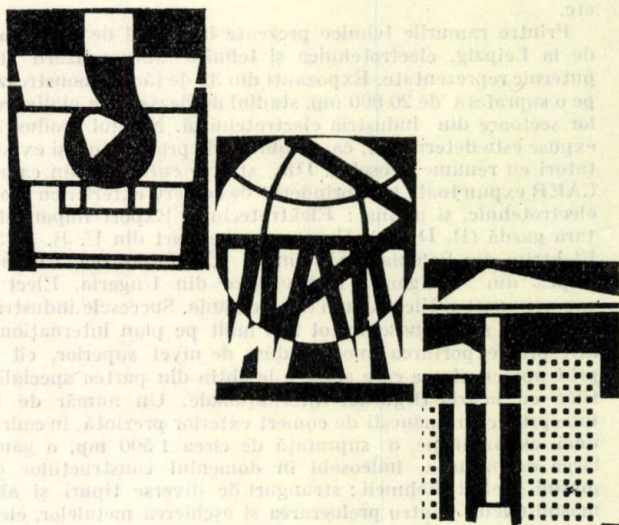
PUBLICOM

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ
„VNEŠTEHNIKA”
MOSCOVA, U.R.S.S.



acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice, întreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice, în domeniile :

— efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi ;



— executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico-științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor ;

— efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de utilaje și materiale, consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ
„VNEŠTEHNIKA”

MOSCOVA, U.R.S.S.

STAROKONIUŠENNY PEREULOK, 6.

TELEFON 202-02-60

Microscop electronic TESLA BS 540



Acest aparat este destinat, în primul rînd lucrărilor științifice în laboratoarele de cercetare și lucrărilor de măsură și control în sectoarele industriale. Aparatul este totodată dotat cu o mare putere de rezoluție și permite foarte rapid găsirea obiectului cercetat, grație puterii sale rapide și cîmpului său mare de observare. De asemenea, operarea și întreținerea lor sînt foarte simple. Utilizînd acest aparat zilnic, îi veți aprecia calitățile !

Avantaje :

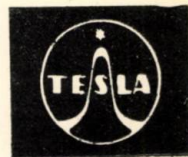
- | | |
|-----------------------------------|---------------------------|
| — puterea de rezoluție, | 7 Å (valoare garantată) ; |
| — alimentarea de înaltă tensiune, | 80 și 120 kV ; |
| — puterea de mărire, | 100—150 000 x. |

Pentru informații suplimentare adresați-vă Întreprinderii de comerț exterior :

KOVO
Soudružská 2081
Prah 10, Cehoslovacia

PUBLICOM

**EXPORT
IMPORT
KOVO**
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA





Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

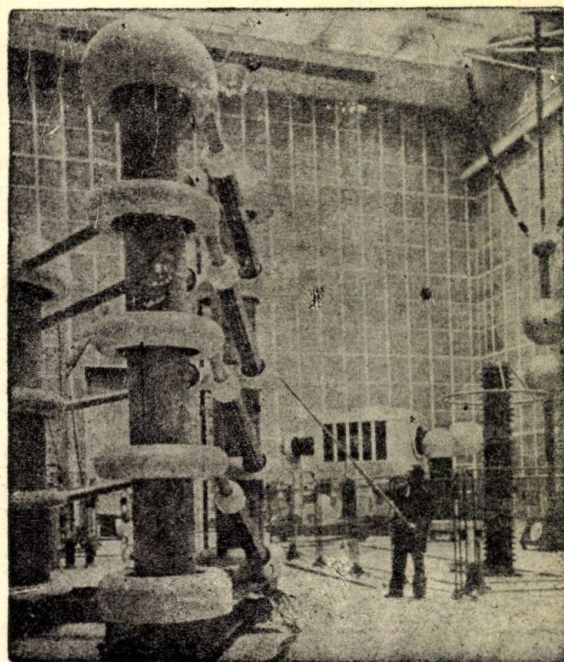
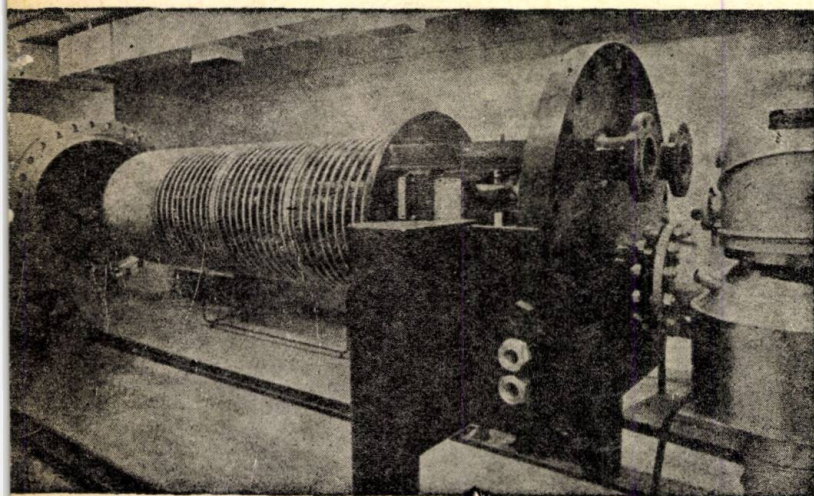
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajându-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

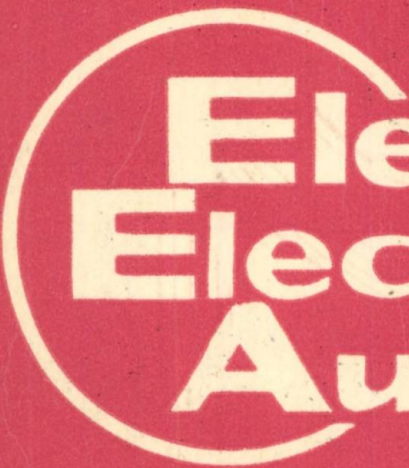


ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

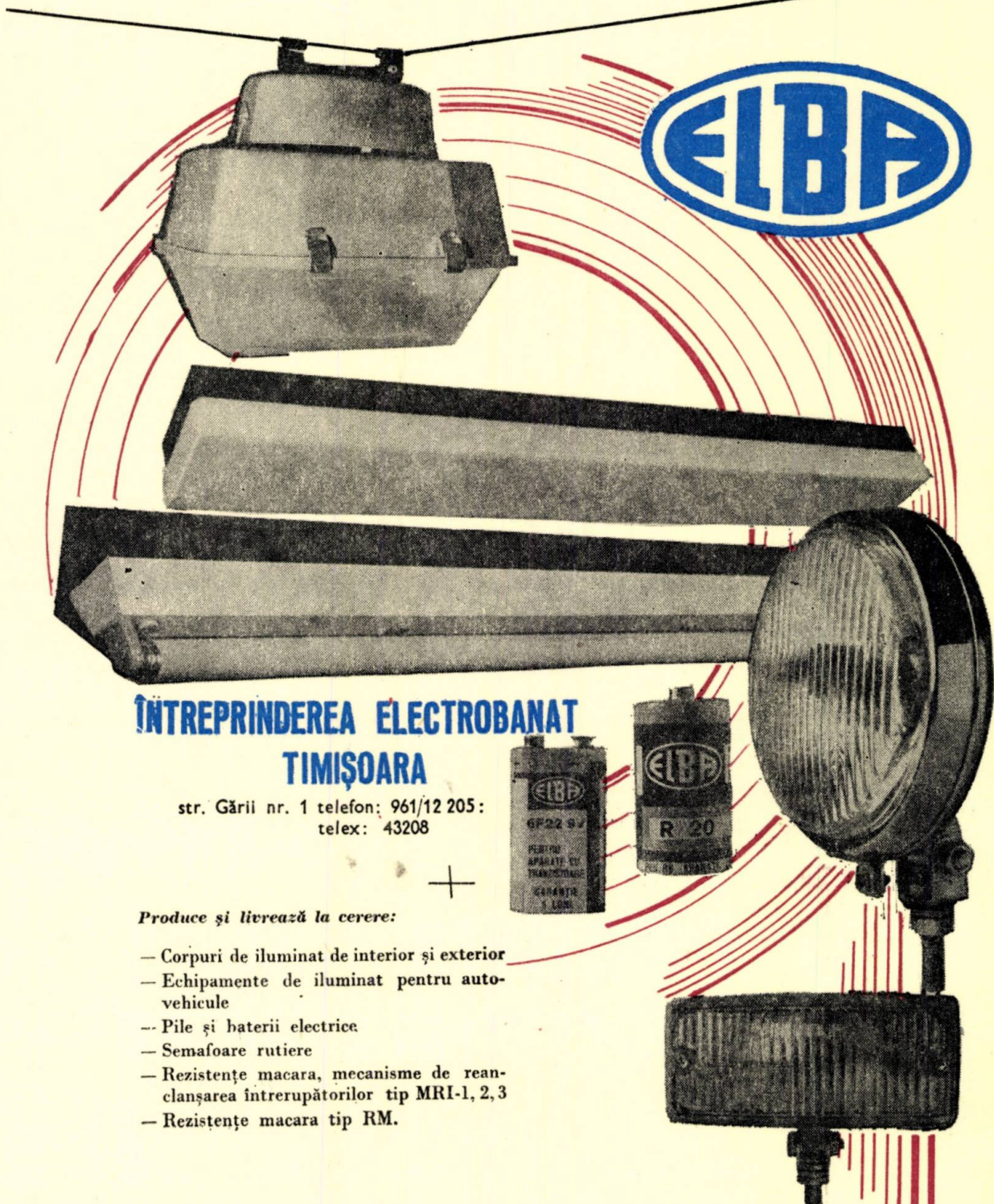
București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

E 2040



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 20 • Nr. 2 • Iunie 1976



ÎNȚEPRINDEREĂ ELECTROBANAT TIMIȘOARA

str. Gării nr. 1 telefon: 961/12 205:
telex: 43208

Produce și livrează la cerere:

- Corpuri de iluminat de interior și exterior
- Echipamente de iluminat pentru auto-vehicule
- Pile și baterii electrice
- Semafoare rutiere
- Rezistențe macara, mecanisme de reanclanșarea întrerupătorilor tip MRI-1, 2, 3
- Rezistențe macara tip RM.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 20

Nr. 2

iunie 1976

CUPRINS

CZ 621.3.049

TEHNOLOGIA STRATURILOR SUBȚIRI
REZISTENȚE
PROIECTARE

Manolescu Anca Manuela : Aspecte privind proiectarea rezistențelor cu straturi subțiri.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 57

Articolul prezintă proiectarea rezistențelor cu straturi subțiri ; sintetizează asupra literaturii publicate.

CZ 621.382.3

FRECVENȚA LIMITĂ
TRANZISTOARE

Vladimirescu, A., Bodea, M. și Bulucea, C. : Calculul de proiectare a frecvenței limită f_{α} la tranzistoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 64

Se propune o relație practică pentru calculul de proiectare a frecvenței limită f_{α} la tranzistoare, în cazul funcționării elementare la nivele mici de injecție.

CZ 51.530.17

PROGRAM DE CALCUL
CRITERII DE SIMILITUDINE
PROCESE TRANZITORI

Iordache, M. : Calculul criteriilor de similitudine ale fenomenelor fizice studiate pe modele, asistat de calculator numeric.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 68

Lucrarea prezintă un program de calcul al criteriilor de similitudine, exemplificate prin procesele tranzitorii dintr-o rețea electrică simplă RLC.

CZ 621.374 : 621.391

CIRCUIT DE COMANDĂ
PERFORATOR DE BANDĂ

Bălănescu, M. M. și Mărăcineanu, E. : Interfață integrator box-car—perforator de bandă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun, 1976, p. 75

Se analizează schema de principiu a unei interfețe între un convertor analog-digital și un perforator de bandă.

CZ 621.39

CANAL ELECTROOPTIC
SUBPURTĂTOARE RADIO

Cătuneanu, V. M., Sterian, P. E. și Podoleanu, A. Gh. : Canal electrooptic de comunicații cu subpurtătoare radio modulate în frecvență.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 77

Se prezintă modulația de frecvență a subpurtătoarei radio pentru cazul comunicațiilor cu laser.

CZ 621.316.5

CIRCUIT DE COMANDĂ NUMERICĂ
MOTOR PAS CU PAS

Toacșe, Gh. : Sinteza translatorului pentru motorul pas cu pas.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 81

Se propune o metodă de sinteză a circuitelor de comandă numerică a motorului pas cu pas.

CZ 621.38

MODULAREA LUMINII
DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

Sterian, P. E. și Sofron, E. V. : Aspecte ale modulării luminii laser în dispozitivele cu cristale lichide nematice.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976 p. 86

Sînt prezentate unele caracteristici experimentale privind comportarea în cîmp electric (c. și a.) a unor dispozitive cu cristale lichide și aplicațiile posibile la modularea luminii.

CZ 681.322 : 681.-(061 + 965)

DISPOZITIVE DIGITALE ITERATIVE
COMANDĂ NUMERICĂ

Săndulescu, Gh. : Transpunerea ecuațiilor traiectoriei, vitezei, și accelerației în logica digitală iterativă pentru conturare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20 nr. 2, iun 1976, p. 90

Sînt indicate dispozitive digitale iterative pentru generarea traiectoriei vitezei și accelerației, cu aplicații în comanda numerică a mașinilor-unelte.

NOTE

98

CRONICA

101

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BATRINA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ȘT. GROSU; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZAROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; acad. prof. dr. doc. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. ȘIRBU; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

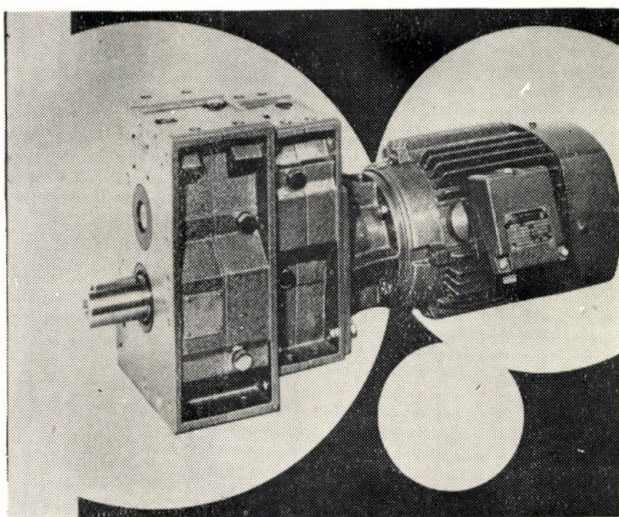
Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)* ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.* București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 1178. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.T.c nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26

**Doriți să comandați
o viteză mică de rotație?**

Vă oferim cutiile de viteză

ALBOX



Peste tot unde aveți nevoie de o viteză mică de rotație puteți să utilizați cu succes noua gamă de cutii de viteză în concepție modulară ALBOX. Ea conține 6 cutii cu un etaj în carcasă de aluminiu cu distanța între axe de 63, 80, 100, 125, 160, și 200 mm. Ele se pot asambla în combinație pînă la 3 etaje.

Puterea, cu motor electric: de la 0,55 la 30 kW.

Puterea fără motor: de la 0,69 la 42 kW.

Viteza de rotație : de la 5,5 rot/min la 595 rot/min.

Rapoarte : de la 2,5 la 125.

Constructor :

**PŘEROVSKÉ
STROJÍRNY
PŘEROV**

Exportator : Intreprinderea de comerț exterior

pragoinvest

Českomoravská 23, 180 56 Praga
Cehoslovacia.

PUBLICOM

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.049

ПРОЕКТИРОВАНИЕ
СОПРОТИВЛЕНИЕ
ТЕХНОЛОГИЯ ТОНКИХ СЛОЕВ

Манолеску Анка Мануела: Аспекты проектирования тонкослойных сопротивлений.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 2, июнь 1976, стр. 57

В статье представлено проектирование тонкослойных сопротивлений, а также синтез по опубликованной литературе.

УДК 621.382.3

ТРАНЗИСТОРЫ
ЧАСТОТА ПРЕДЕЛЬНАЯ

Владимиреску, А., Бодя М., и Булуца, К.: Проектное вычисление предельной частоты трансформаторов.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 2, июнь 1976, стр. 64

Предлагается практическое отношение для проектного вычисления предельной частоты транзисторов, в случае элементарного функционирования на малых уровнях инжекции.

УДК 51.530.17

КРИТЕРИИ ПОДОБИЯ
ПРОГРАММА ВЫЧИСЛИТЕЛЬ-
НАЯ
ПРОЦЕССЫ ПЕРЕХОДНЫЕ

Иордаке, М.: Вычисление критериев подобия физических явлений изучаемых на моделях при наличии цифровой вычислительной машины.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 2, июнь 1976, стр. 68

Работа представляет вычислительную программу критериев подобия, иллюстрированных переходными процессами в электрической простой цепи.

УДК 621.374:621.391

ПЕРФОРАТОР ЛЕНТОЧНЫЙ
ЦЕПЬ УПРАВЛЕНИЯ

Бэлэнеску, М. М. и Мэрэциняну, Е.: Интерфейс интегратор Вох-Саг, ленточный перфоратор.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 2, июнь 1976, стр. 75

Анализируется принципиальная схема интерфейса между аналого-цифровым конвертором и ленточным перфоратором.

УДК 621.39

КАНАЛ ЭЛЕКТРООПТИЧЕС-
КИЙ
ПОДНЕСУЩАЯ РАДИО

Кэтуняну, В. М., Стериан, П. Е. и Подольяну, А. Г.: Электрооптический канал связи, с поднесущей радио, модулированной по частоте.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 2, июнь 1976, стр. 77

Представлена частотная модуляция поднесущей радио для случая лазерных связей.

УДК 621.316.5

ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ЦЕПЬ ЦИФРОВОГО УПРАВ-
ЛЕНИЯ

Тоакше, Г.: Синтез транслятора для шагового двигателя.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 2, июнь 1976, стр. 81

Предлагается метод обобщения цепей цифрового управления шаговым двигателем.

УДК 621.38

МОДУЛЯЦИЯ СВЕТА
УСТРОЙСТВА ДИГИТАЛЬ-
НЫЕ

Стериан, П. Е., Софрон, Е. В.: Аспекты модуляции лазерного света в устройствах с нематическими жидкими кристаллами.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 2, июнь 1976, стр. 86

Представлены отдельные экспериментальные характеристики поведения в электрическом поле (постоянном и переменном) некоторых устройств с жидкими кристаллами и возможное применение при модуляции света.

УДК 681.322:681.3 (061 + 965)

УПРАВЛЕНИЕ ЦИФРОВОЕ
УСТРОЙСТВА ДИГИТАЛЬ-
НЫЕ ИТЕРАТИВНЫЕ

Сэндулеску, Г.: Перестановка уравнений траектории, скорости и ускорения в итеративной цифровой логике для очертания

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 2, июнь 1976, стр. 90

Указываются итеративные цифровые устройства для генерирования траектории скорости и ускорения, с применениями в цифровом управлении станками.

НОТЫ

ХРОНИКА

98

101

INHALT

DK 621.3.049

TECHNOLOGIE DÜNNER SCHICHTEN
WIDERSTÄNDE
ENTWURF

Manolescu Anca Manuela: Ansichtspunkte bezüglich des Entwurfs der Widerstände mit dünnen Schichten.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 2, iun 1976, S. 57

Im Artikel wird der Entwurf der Widerstände mit dünnen Schichten behandelt; Synthese über die veröffentlichte Literatur.

DK 621.382.3

GRENZFREQUENZ
TRANSISTOREN

Vladimirescu, A. Bodea, M. und Bulucea, C.: Entwurfsberechnung für die Grenzfrequenz f_α der Transistoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 2, iun 1976, S. 64

Für die Entwurfsberechnung der Grenzfrequenz f_α bei Transistoren wird eine praktische Beziehung vorgeschlagen, für den Fall eines einfachen Betriebs bei kleiner Pegelinjektion.

DK 51.530.17

KALKULPROGRAMM
ÄHNLICHKEITSKRITERIEN
ÜBERGANGSPROZESSE

Iordache, M.: Berechnung der Ähnlichkeitskriterien physischer Phänomene, an Modellen erforscht und digitalrechnerisch ermittelt.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 2, iun 1976, S. 68

Die Arbeit enthält ein Rechenprogramm für Ähnlichkeitskriterien am Beispiel von Übergangsprozessen in einem einfachen elektrischen Netz RLC.

DK 621.374:621.391

STEUERSCHALTKEIS
STREIFENLOCHER

Bălănescu, M. M. și Mărcineanu, E.: Grenzfläche Integrator Box-Car, Streifenlocher.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 2, iun 1976, S. 75

Es wird die Grundsaltung einer Grenzfläche zwischen einem analog-digitalen Umwandler und einem Streifenlocher analysiert.

DK 621.39

ELEKTROOPTISCHER KANAL
RADIOTRÄGERFREQUENZ

Cătuneanu, V. M., Sterian, P. E. și Podoleanu, A. Gh.: Elektrooptischer Kanal für Radioträgerfrequenz, frequenzmoduliert.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 2, iun 1976, S. 77

Es wird die Frequenzmodulation der Radioträgerfrequenz für den Fall der Laserübertragung erörtert.

DK 621.316.5

DIGITALER REGELKREIS
SCHRITTMOTOR

Toacșe, Gh.: Translatorsynthese für den Schrittmotor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 2, iun 1976, S. 81

Die Arbeit enthält den Vorschlag einer Synthesismethode für den digitalen Regelkreis des Schrittmotors.

DK 621.38

LICHTMODULATION
DIGITALVORRICHTUNG

Sterian, P. E. și Sofron, E. V.: Formen der Laserlichtmodulation mit flüssigen Kristallen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 2, iun 1976, S. 86

Es werden die experimentellen Eigenschaften für das Verhalten im elektrischen Feld (Gleich- und Wechselstrom) einiger Vorrichtungen mit flüssigen Kristallen und mögliche Anwendung bei der Lichtmodulation.

DK 681.322:681.3 (061 + 965)

ITERATIVE DIGITALVORRICHTUNG
DIGITALSTEUERUNG

Săndulescu, Gh.: Umsetzung der Richtungsgleichungen, der Geschwindigkeit und der Beschleunigung in die iterative Digitallogik für Abströmung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, no. 2, iun 1976, S. 90

Es werden iterative digitale Vorrichtungen für die Erzeugung der Bahnrichtung, der Geschwindigkeit und der Beschleunigung dargestellt samt Anwendungen für die Digitalsteuerung der Werkzeugmaschinen.

NOTTE

CHRONIK

98

101

SUMMARY

DC 621.3.049

THIN FILM TECHNOLOGY
RESISTANCES
DESIGN

Manolescu, A. M. : Aspects regarding the design of thin film resistances.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, no. 2, iun 1976, p. 57

The paper presents the design of thin film resistances it is a synthesis of the issued literature.

DC 621.382.3

BOUNDARY FREQUENCY
TRANSISTORS

Vladimirescu, A., Bodea, M. and Bulucea, C. : Design calculation of the f_{α} boundary frequency of transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, no. 2 iun 1976, p. 64

It suggests a practical relation for the design calculation of the f_{α} boundary frequency of transistors in case of the elementary functioning at small injection levels.

DC 51.530.17

COMPUTING PROGRAM
SIMILITUDE CRITERIA
TRANSIENT PROCESSES

Iordache, M. : Calculus of the similitude criteria of the physical phenomena studied on models on a digital computer.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, no. 2, iun 1976, p. 68

The paper presents a computing program of the similitude criteria exemplified by the transient processes occurring in a simple RLC power supply.

DC 621.374 : 621.391

CONTROL CIRCUIT
TAPE PERFORATOR

Bălănescu, M. M. and Mărăcineanu, E. : Box-Car integrator — tape perforator interface.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, no. 2, iun 1976, p. 75

The schematic circuit of an interface between an analog-digital converter and a tape-perforator is analysed.

DC 261.39

ELECTRO-OPTICAL CHANNEL
RADIO SUBCARRIER

Cătuneanu, V. M., Sterian, P. E. and Podoleanu, A. Gh. : Electro-optical communication channel with frequency modulated radio subcarrier.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, no. 2, iun 1976, p. 77

The frequency modulation of the radio subcarrier in case of laser communications is presented.

DC 621.316.5

NUMERICAL CONTROL CIRCUIT
STEPPING MOTOR

Toașe, Gh. : A transducer synthesis for the stepping motor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, no. 2, iun 1976, p. 81

A synthesis technique for numerical control circuits of stepping motors.

DC 621.38

LIGHT MODULATION
DIGITAL DEVICES

Sterian, P. E. and Sofron, E. V. : Aspects of laser light modulation in nematic liquid crystals.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, no. 2, iun 1976, p. 86

Several experimental characteristics regarding the behaviour in electric field (e.c. and a.c.) of liquid crystal devices and possible applications to the light modulation are presented.

DC 681.322 : 681.3 (061 + 965)

ITERATIVE DIGITAL DEVICES
NUMERICAL CONTROL

Săndulescu, Gh. : Transposition of the trajectory, speed and acceleration equations into the digital iterative logic for out-lining.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 90

Digital-iterative devices for generating the trajectory of speed and acceleration with application to the numerical control of machine-tools are indicated.

NOTE

98

CHRONICLE

101

SOMMAIRE

CD 621.3.049

PROJECTION
RESISTANCES
TECHNOLOGIE DES COUCHES MINCES

Manolescu Anca Manuela : Des aspects concernant la projection des résistances aux couches minces.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 57

L'article présente la projection des résistances aux couches minces et donne une synthèse sur la littérature publiée.

CD 621.382.3

FREQUENCE LIMITE
TRANSISTORS

Vladimirescu, A., Bodea, M. et Bulucea, C. : Le calcul de projection de la fréquence limite f_{α} chez les transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 64

On propose une relation pratique pour le calcul de projection de la fréquence limite f_{α} chez les transistors, le cas du fonctionnement élémentaire aux petits niveaux d'injection.

CD 51.530.17

PROGRAMME DE CALCUL
CRITERES DE SIMILITUDE
PROCESSUS TRANSITOIRES

Iordache, M. : Le calcul des critères de similitude des phénomènes physiques étudiés à l'aide des modèles sur un calculateur numérique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 68

L'ouvrage présente un program de calcul des critères de similitude, prenant les processus transitoires d'un réseau électrique simple RLC, pour exemple.

CD 621.374 : 621.391

CIRCUIT DE COMMANDE
PERFORATEUR DE BANDE

Bălănescu, M. M. et Mărăcineanu, E. : L'interface Integrateur Box-car, perforateur de bande.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 75

On analyse le schéma de principe d'une interface entre un convertisseur-analogique-digital et un perforateur de bande.

CD 621.39

CANAL ELECTROOPTIQUE
SUSPORTEUSE RADIO

Cătuneanu, V. M., Sterian, P. E. et Podoleanu, A. Gh. : Le canal électrooptique de communication avec sousporteuse radio modulée en fréquence.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 77

On présente la modulation de fréquence de la sousporteuse radio, le cas des communications à l'aide de laser.

CD 621.316.5

CIRCUIT DE COMMANDE
MOTEUR PAS A PAS

Toașe, Gh. : La synthèse du translateur pour le moteur pas à pas.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 81

On propose une méthode de synthèse des circuits de commande numérique pour le moteur pas à pas.

CD 621.38

MODULATION DE LA LUMIERE
DISPOSITIFS DIGITAUX

Sterian P. E. et Sofron, E. V. : Les aspects de la modulation de la lumière laser, dans les dispositifs avec des cristaux liquides nématiques.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976, p. 86

On présente certaines caractéristiques expérimentaux concernant le comportement en champ électrique (continu et alternatif) de certains dispositifs avec des cristaux liquides et les applications possibles dans la domaine de la modulation de la lumière.

CD 681.322 : 681.3 (061 + 965)

DISPOSITIFS DIGITAUX HT
COMMANDE NUMERIQUE

Săndulescu, Gh. : La transposition des équations de la trajectoire, de la vitesse et de l'accélération dans la logique digitale itérative pour traçage.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 2, iun 1976 p. 90

On présente des dispositifs digitaux itératifs pour la description de la trajectoire de la vitesse et de l'accélération, avec applications dans la commande numérique des machines-outils.

NOTE

98

CHRONIQUE

101

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI

Anul 20

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA nr. 2

București, iunie 1976

CZ 621.3.049

TEHNOLOGIA STRATURILOR
SUBȚIRI
REZISTENȚE
PROIECTARE

Aspecte privind proiectarea rezistențelor cu straturi subțiri

ANCA MANUELA MANOLESCU* — București

Introducere

Tehnologia straturilor subțiri este deosebit de indicată pentru a fi folosită la realizarea rezistențelor datorită avantajelor nete pe care le prezintă: o precizie ridicată de realizare a valorii nominale, o foarte bună stabilitate în timp, coeficienți de temperatură foarte mici, un mare grad de miniaturizare etc. [1].

Proiectarea rezistențelor cu straturi subțiri trebuie să aibă în vedere satisfacerea cerințelor impuse de beneficiar în condițiile specifice tehnologiei utilizate.

Mai întâi, în funcție de circuitul sau sistemul în care se vor folosi rezistențele respective se pot determina unele condiții restrictive generale ca: dimensiunea și forma substratului, localizarea terminalelor, metoda de încapsulare cea mai adecvată, eventual natura substratului, etc.

Ulterior, ținând seamă de cerințele electrice impuse (valoarea nominală, precizia, stabilitatea, coeficientul de temperatură, puterea disipată etc.), trebuie stabilite proprietățile fizice, chimice și electronice ale stratului, metoda de obținere și configurația geometrică (topologia) cele mai indicate.

Scopul acestui articol este de a stabili o corespondență între proprietățile straturilor subțiri și principalele performanțe electrice ale rezistențelor.

Aria minimă

În figura 1 sînt indicate două configurații geometrice specifice rezistențelor cu straturi subțiri:

— în formă de dreptunghi (fig. 1a), avînd o suprafață:

$$A_R = wl \quad (1)$$

— în formă de meandre (fig. 1b), avînd:

$$A_R = w_p l_p, \quad (2)$$

în ipoteza că distanța s dintre meandre este suficient de îngustă, comparativ cu lățimea w a traseului rezistiv.

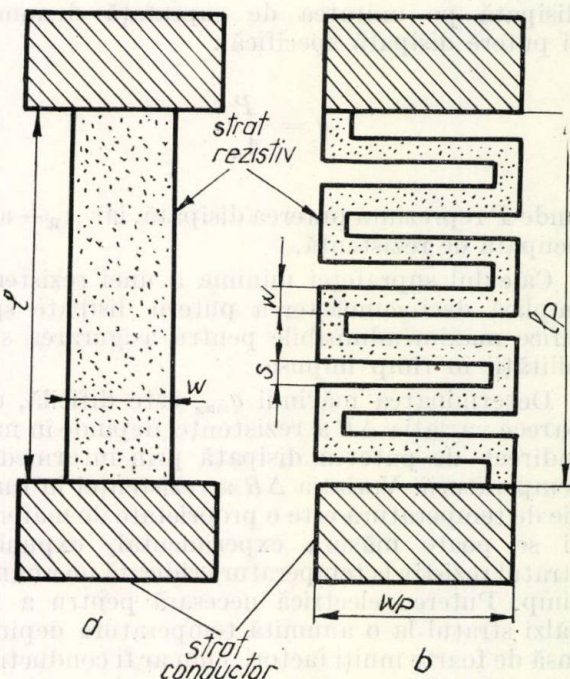


Fig. 1. Configurații de rezistențe cu straturi subțiri.

Suprafața minimă ocupată de o asemenea rezistență este determinată de puterea disipată pe unitatea de suprafață q și stabilitatea în timp impusă, exprimată ca variația relativă a rezistenței pe durata de viață (de exemplu 1% în 20 ani). Într-adevăr dacă puterea disipată pe unitatea de suprafață crește, temperatura

* Ing. Anca Manuela Manolescu este șef de lucrări la Inst. politehnic-București, Catedra de tuburi electronice și transistoare.

stratului crește și ea, accelerând procesul de oxidare termică: în consecință rezistența R a stratului va crește. Variația ΔR a rezistenței, datorată acestui proces de îmbătrânire, depinde deci de temperatură și implicit de puterea disipată.

În cele de mai sus s-a considerat că modificarea valorii rezistențelor ca urmare a disipării puterii se datorează numai creșterii temperaturii stratului. Această ipoteză a fost verificată experimental [2]: s-a constatat că îmbătrânirea prin tratament termic, în cuptoare, și îmbătrânirea funcțională, rezultată în urma aplicării unei tensiuni electrice pe rezistența respectivă, sînt echivalente. Altfel spus, două rezistențe, una îmbătrînită funcțional și o alta îmbătrînită în cuptor, au aproximativ același ΔR , dacă temperatura cuptorului este aproximativ egală cu temperatura medie a celeilalte rezistențe. Deci trecerea curentului electric printr-o rezistență cu straturi subțiri modifică rezistența numai ca urmare a căldurii disipate prin efect joule; această concluzie reprezintă o importantă proprietate de material a straturilor subțiri rezistive, valabilă evident numai în ipoteza utilizării unor substraturi inerte, care nu contribuie la conducția curentului electric.

După cum rezultă din cele de mai sus analiza stabilității în timp se face în funcție de puterea disipată pe unitatea de suprafață denumită și putere disipată specifică:

$$q = \frac{P}{A_R}, \quad (3)$$

unde P reprezintă puterea disipată, iar A_R — aria ocupată de rezistență.

Calculul suprafeței minime a unei rezistențe implică deci cunoașterea puterii disipate specifice maxim admisibile pentru asigurarea stabilității în timp impuse.

Determinarea mărimii q_{max} este dificilă, deoarece variația ΔR a rezistenței depinde în mod indirect de puterea disipată prin intermediul temperaturii. Variația ΔR a rezistenței în funcție de temperatură este o proprietate de material și se poate măsura experimental, expunînd stratul rezistiv la temperatură ridicată un anumit timp. Puterea electrică necesară pentru a încălzi stratul la o anumită temperatură depinde însă de foarte mulți factori, cum ar fi conductivitatea termică a substratului; grosimea, forma și dimensiunile substratului, mediul înconjurător, dimensiunea, forma și localizarea rezistenței pe substrat; existența și localizarea altor surse de căldură pe substrat etc. Situația este îngreunată și de dependența conductivității termice a substratului de temperatură, precum și de faptul că temperatura stratului rezistiv nu este uniformă, fiind mai mare în partea centrală și mai mică la extremități. O soluție ge-

nerală, care să țină seamă de toți acești factori, este foarte greu de găsit.

De aceea determinarea dependenței $\frac{\Delta R}{R} = f(q, t)$ se face în două etape:

1 — se stabilește o corespondență între variația relativă a rezistenței $\frac{\Delta R}{R}$, în funcție de timp și temperatură, deci $\frac{\Delta R}{R} = f(T, t)$;

2 — se caută o soluție aproximativă pentru rezolvarea problemei transferului de căldură, în scopul determinării temperaturii stratului, deci $T = f(q)$.

Expunerea straturilor rezistive un anumit timp la temperatură ridicată în cuptoare, după efectuarea în prealabil a tratamentelor termice standard, conduce la obținerea unor curbe de forma celor prezentate în figura 2 [2]. Aceste curbe pot fi approximate prin relația:

$$\frac{\Delta R}{R} = \sqrt{\frac{t}{t_0}} e^{\left(-\frac{T_0}{T}\right)}, \quad (4)$$

unde t este timpul, T — temperatura în grade Kelvin, iar t_0 și T_0 sînt constante. Atît dependența de timp, cît și cea de temperatură confirmă ipoteza, potrivit căreia variația rezistenței se datorează unei oxidări prin difuzie. Constantele T_0 și t_0 trebuie determinate pentru fiecare material în parte: T_0 depinde de energia de activare termică a procesului, iar t_0 este funcție de grosimea stratului și netezimea substratului. Astfel, pentru rezistențele din nitrură de tantal, avînd o rezistență de $50 \Omega/\square$, valorile tipice pentru aceste constante sînt: $t_0 = 0,15$ s și $T_0 = 6600^\circ\text{K}$ [2].

Ecuația (4) permite determinarea temperaturii maxime admisibile pentru obținerea stabilității dorite, exprimate ca variația relativă permisă a rezistenței $\Delta R/R$, în timpul de viață considerat t :

$$T = \frac{T_0}{\frac{1}{2} \ln\left(\frac{t}{t_0}\right) - \ln \frac{\Delta R}{R}}. \quad (5)$$

A doua etapă în analiza stabilității constă în determinarea puterii disipate specifice maxim admisibile, astfel încît această temperatură să nu fie depășită în timpul funcționării. Într-o primă ipoteză se poate admite că temperatura stratului crește numai datorită puterii proprii disipate de către rezistența considerată, neglijînd efectul celorlalte surse de căldură de pe substrat.

Măsurînd temperatura stratului, în partea centrală a unei configurații rezistive în funcție

de puterea disipată specifică, se obține o lege de variație de forma [2]:

$$T = T_A + \frac{q}{h}, \quad (6)$$

unde T_A este temperatura mediului ambiant, iar h — coeficientul de transfer al căldurii, depinzând în principal de conductivitatea termică a materialului substratului, precum și de coeficientul de convecție și emisivitate a suprafeței.

De fapt mărimea h depinde și de dimensiunea, forma și localizarea rezistenței, de forma și grosimea substratului, precum și de localizarea altor surse de căldură pe substrat. Totuși, deoarece modificarea configurației rezistenței afectează puțin valoarea coeficientului de transfer h , se pot admite următoarele valori tipice:

$h = 150 \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$, pentru substrate de sticlă Corning;

$h = 300 \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$, pentru substrate de ceramică glazurată.

Din relațiile (5) și (6) se poate deduce o expresie pentru calculul puterii disipate specifice maxim admisibile:

$$q = h(T - T_A) = h \left[\frac{T_0}{\frac{1}{2} \ln \left(\frac{t}{t_0} \right) - \ln \frac{\Delta R}{R}} - T_A \right]. \quad (7)$$

Relația (7) arată că puterea disipată specifică maximă este direct proporțională cu h : admițând pentru h valorile anterioare, rezultă că puterea disipată specifică pe substrat de ceramică este numai de două ori mai mare decât cea corespunzătoare unui substrat de sticlă, deși conductivitatea termică a ceramicii este de aproximativ 30 ori mai mare decât a sticlei.

În cazul în care se ține seamă și de celelalte surse de căldură de pe substrat, temperatura se determină aplicând principiul superpoziției. Ecuația (6) capătă forma mai generală:

$$T_1 = T_A + \frac{q_1}{h_1} + c_{12}P_2 + c_{13}P_3 + \dots + c_{1n}P_n, \quad (8)$$

unde T_A este temperatura ambiantă, T_1 — temperatura rezistenței considerate, q_1 — puterea disipată specifică corespunzătoare acestei rezistențe, h_1 — coeficientul de transfer al căldurii asociat acestei rezistențe, iar $c_{12}, \dots, c_{1n}$ — coeficienții de cuplaj care determină cât de mult rezistența 2 încălzește rezistența 1 etc.

Ținând seamă de ecuația (8), se obține o soluție mai generală pentru puterea disipată specifică:

$$q_1 = h_1 \left[\frac{T_0}{\frac{1}{2} \ln \left(\frac{t}{t_0} \right) - \ln \left(\frac{\Delta R}{R} \right)} - T_A - c_{12}P_2 - \dots - c_{1n}P_n \right]. \quad (9)$$

Ecuațiile (7) sau (9) permit calculul mărimii q , admițând pentru coeficienții h și c valori aproximative, deduse experimental sau cunoscute din alte proiectări anterioare. Valorile uzuale pentru q sînt, de exemplu, în cazul substratelor de sticlă cuprinse între 1,2 și 3 W/cm². După ce s-a determinat puterea disipată specifică, se poate calcula în primă aproximație suprafața minimă ocupată de rezistență pentru satisfacerea condițiilor de stabilitate impuse, utilizînd relația (3). Se precizează că exactitatea acestui procedeu depinde de reproductibilitatea curbelor de îmbătrînire termică, de felul celor prezentate în figura 2.

Cunoașterea constantelor t_0 și T_0 pentru diferite tipuri de materiale rezistive, precum și a coeficienților h și c pentru diferite substrate,

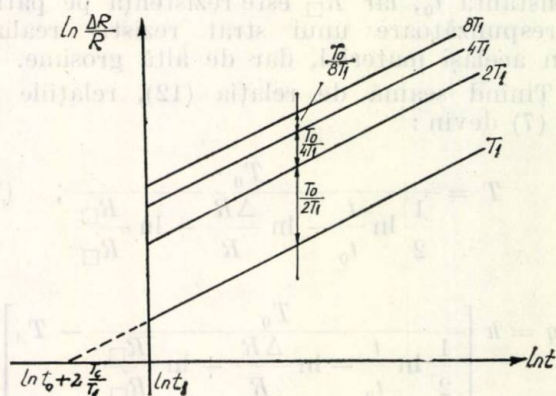


Fig. 2. Alura generală a curbelor de îmbătrînire accelerată în cuptoare, după aplicarea tratamentului termic standard.

asociate relațiilor (7), (9) și (3), permit alegerea materialului și substratului celor mai indicate pentru o anumită aplicație, în funcție de stabilitatea impusă și aria disponibilă.

Grosimea stratului și rezistența pe pătrat

Grosimea stratului influențează de asemenea stabilitatea rezistenței. Într-adevăr, deoarece oxidarea și difuzia oxigenului afectează în special partea superioară a stratului, este de așteptat ca variațiile $\frac{\Delta R}{R}$ ale rezistenței să

fie cu atât mai mari cu cât stratul este mai subțire.

Un parametru caracteristic straturilor subțiri rezistive care depinde de grosimea lor este rezistența pe pătrat,

$$R_{\square} = \frac{\rho}{\delta}, \quad (10)$$

unde ρ este rezistivitatea materialului, iar δ grosimea sa. Variațiile $\frac{\Delta R}{R}$ fiind invers proporționale cu grosimea stratului vor fi direct proporționale cu rezistența pe pătrat, deci:

$$\frac{\Delta R}{R} = K R_{\square}. \quad (11)$$

Valabilitatea relației (11) a fost verificată experimental.

Ca urmare ecuația (4) devine:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R_{\square}}{R'_{\square}} \sqrt{\frac{t}{t_0}} e^{-\left(\frac{T_0}{T}\right)}, \quad (12)$$

unde $R'_{\square}$ reprezintă valoarea rezistenței pe pătrat, pentru care s-a determinat experimental constanta t_0 , iar $R_{\square}$ este rezistența pe pătrat corespunzătoare unui strat rezistiv realizat din același material, dar de altă grosime.

Ținând seamă de relația (12), relațiile (6) și (7) devin:

$$T = \frac{T_0}{\frac{1}{2} \ln \frac{t}{t_0} - \ln \frac{\Delta R}{R} + \ln \frac{R_{\square}}{R'_{\square}}}; \quad (13)$$

$$q = h \left[\frac{T_0}{\frac{1}{2} \ln \frac{t}{t_0} - \ln \frac{\Delta R}{R} + \ln \frac{R_{\square}}{R'_{\square}}} - T_A \right]. \quad (14)$$

Grosimea straturilor și implicit rezistența pe pătrat $R_{\square}$ este limitată atât superior, cât și inferior din diferite considerații tehnologice. Într-adevăr limita inferioară a grosimii este determinată de precizia sa de măsură. Limita superioară este impusă, de asemenea, de o serie de considerații. Astfel straturile prea groase pot fi instabile din punct de vedere mecanic; realizarea lor implică timpi lungi de depunere; ele nu se pretează la realizarea rezistențelor de valori mari etc. De exemplu, pentru nitrura de tantal rezistența pe pătrat este cuprinsă între 10 și 100 ohmi.

În continuare, o problemă importantă care trebuie rezolvată la proiectare este alegerea

cele mai potrivite valori a rezistenței pe pătrat între limitele realizabile tehnologic. Această alegere se poate face din diferite considerente. Astfel, deoarece comportarea cu temperatura a straturilor rezistive depinde de grosime, rezistența pe pătrat se va alege în așa fel încât să corespundă unui coeficient de temperatură mic, dar în același timp ușor reproductibil din punct de vedere tehnologic. În figura 3 se indică modul în care depinde coeficientul de tempera-

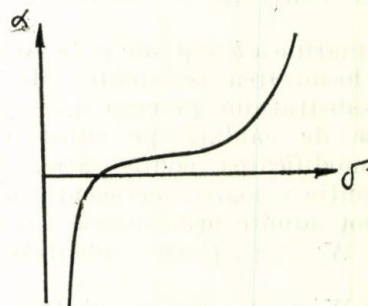


Fig. 3. Dependența coeficientului de temperatură de grosimea stratului.

tură de grosime: palierul curbei, care se întinde de obicei pe câteva sute de angstromi, poate corespunde unor valori pozitive sau negative ale lui α , în funcție de materialul utilizat și condițiile concrete de obținere a straturilor [3, 4]. Din punctul de vedere al reproductibilității se recomandă utilizarea unor grosimi corespunzătoare palierului curbei $\alpha = f(\delta)$, urmînd ca tehnologic să se încerce minimalizarea acestei valori în aplicațiile în care se cere un coeficient de temperatură mic.

Alegerea rezistenței de pătrat se face și în funcție de domeniul valorilor rezistențelor ce trebuie realizate. Astfel, pentru obținerea unor rezistențe de valori mici, lucrînd la un nivel de putere relativ mare, se alege o valoare a mărimii $R_{\square}$ mică, căreia îi corespunde un q mare și deci o suprafață ocupată mică: evident precizia realizării configurației geometrice este bună pentru valori ale rezistenței mai mari decît $R_{\square}$.

Invers, pentru realizarea unor rezistențe de valori mari, avînd puteri disipate mici, se preferă utilizarea unor straturi rezistive cu $R_{\square}$ mare: în acest caz dimensiunile minime ale rezistenței sînt determinate în primul rînd de lățimea minim realizabilă a traseului rezistiv și de valoarea lui $R_{\square}$ și nu de puterea disipată.

Lățimea liniei traseului rezistiv

După ce s-a determinat valoarea maximă a puterii disipate specifice și s-a ales rezistența pe pătrat adecvată se poate trece la stabilirea configurației geometrice.

Rezistența unui traseu rezistiv exprimată în funcție de rezistența pe pătrat are expresia generală :

$$R = nR_{\square}, \quad (15)$$

unde n reprezintă numărul de pătrate echivalente de latură w .

Pentru o configurație dreptunghiulară (fig. 1a) :

$$n = \frac{l}{w} = \frac{A_R}{w^2}. \quad (16)$$

Pentru traseul cu meandre din figura 1b numărul de pătrate aproximativ, calculat în ipoteza neglijării distorsionării liniilor de cîmp în dreptul colțurilor, este :

$$n \simeq \frac{l_p}{w+s} \cdot \frac{w_p}{w} = \frac{A_R}{w^2 \left(1 + \frac{s}{w}\right)}, \quad (17)$$

unde $\frac{l_p}{w+s}$ reprezintă numărul de meandre,

iar $\frac{w_p}{w}$ — numărul de pătrate din fiecare meandă. În general, pentru o cît mai bună

utilizare a suprafeței, se recomandă ca $0 < \frac{s}{w} <$

< 2 . Se observă că pentru $\frac{s}{w} = 0$ se obține relația (16) [5].

Deci cunoscînd n din relația (15) și A_R din relația (3) și impunînd o anumită valoare pentru $\frac{s}{w}$, se poate determina valoarea aproximativă

a lui w cu ajutorul relației (17). Pentru exemplificare, în figura 4 s-a trasat familia de curbe $n = f(A_R)$, în cazul particular $s = w$ [2]. Se observă că pentru obținerea unor rezistențe de valori mari, lucrînd la un nivel ridicat de putere disipată, trebuie utilizate trasee late și

invers, pentru realizarea unor rezistențe de valori mici disipînd puteri mici, se folosesc trasee înguste.

În cazul puterilor disipate mici se poate în-
tîmpla ca lățimea w a liniei deduse din consi-
derente de putere disipată să fie prea mică
față de alte cerințe.

Astfel, dacă pentru obținerea configurației geometrice a rezistenței se utilizează metoda decapării chimice selective, lățimea minimă realizabilă este în jur de $5 \mu\text{m}$, depinzînd de materialul rezistiv și grosimea sa. Deoarece traseele foarte înguste sînt puternic afectate de eventualele defecte ale stratului, rezultă că randamentul de fabricare este proporțional cu lățimea traseului. Din acest punct de vedere se recomandă $w_{\min} \geq 30 \mu\text{m}$.

Un alt factor care limitează $w_{\min}$ este precizia de realizare a rezistențelor, care depinde evident de precizia de realizare a lățimii traseului. În cazul decapării selective Δw este în jur de $3 \mu\text{m}$. Deci pentru obținerea unor toleranțe de $\pm 5\%$, admițînd în primă aproximație că $\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta w}{w}$, rezultă $w_{\min} = 60 \mu\text{m}$. Evident, obținerea toleranței impuse fără necesitatea unei ajustări ulterioare individuale, reduce prețul de cost.

În concluzie, în unele cazuri, valoarea maximă a lățimii traseului rezistiv este determinată de randamentul de fabricație sau prețul de cost. În acest caz suprafața minimă ocupată de rezistență se calculează cu relația :

$$A_R = \frac{R}{R_{\square}} w^2 \left(1 + \frac{s}{w}\right). \quad (18)$$

Dacă w nu este un factor limitator valoarea sa se deduce din relația (17).

Numărul de pătrate

În continuare proiectarea se continuă cu un calcul mai exact al numărului de pătrate necesar obținerii valorii nominale a rezistenței. Într-adevăr, în cazul rezistențelor sub formă de meandre trebuie să se țină seamă de efectul unghiurilor drepte asupra liniilor de curent : după cum se observă din figura 5 în aceste regiuni densitatea de curent este neuniformă. Pentru a păstra valabilitatea relației (15), extrem de ușor de utilizat datorită simplității ei, se impune generalizarea conceptului de număr de pătrate. În acest scop trebuie determinată contribuția oricărei geometrii speciale la rezistența globală. Pentru aceasta trebuie să se echivaleze geometria studiată cu un traseu dreptunghiular, ceea ce se poate face utilizînd, de exemplu, metoda transformărilor conforme.

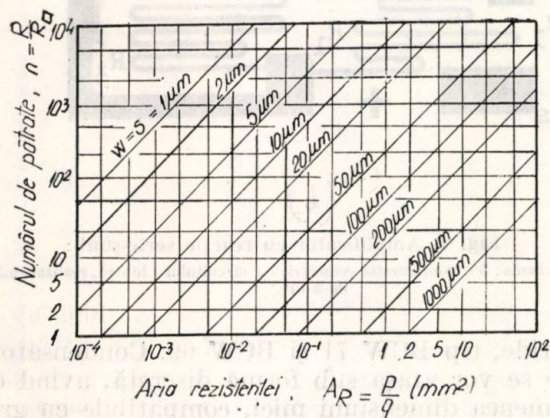


Fig. 4. Diagrama pentru calculul aproximativ al numărului de pătrate în funcție de aria rezistenței.

În figura 6 sînt indicate cîteva dintre cele mai utilizate configurații geometrice și numărul de pătrate echivalent [5, 6].

Din punct de vedere tehnologic numărul de pătrate este limitat atît superior, cît și inferior. Astfel obținerea unui n subunitar este dificilă,

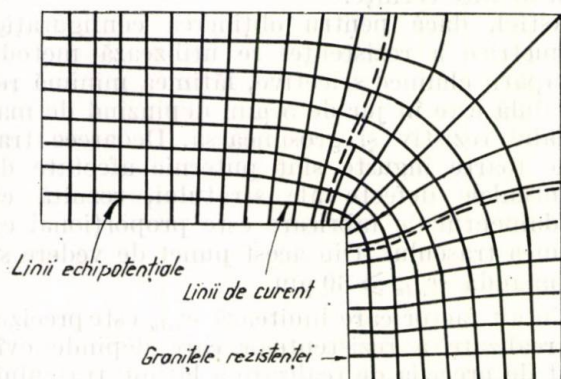


Fig. 5. Distorsionarea liniilor de cîmp în dreptul unghiurilor drepte a unui traseu cu meandre.

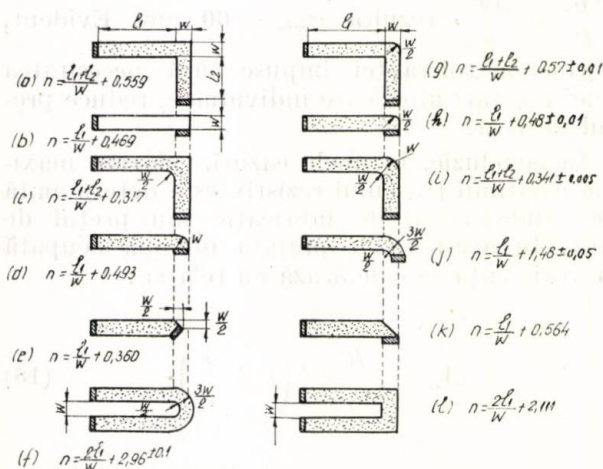


Fig. 6. Cîteva dintre cele mai utilizate configurații geometrice și numărul de pătrate echivalent.

deoarece geometria este greu de realizat și precizia este redusă. Pentru depășirea acestui inconvenient se poate utiliza, de exemplu, legarea în paralel a mai multor trasee rezistive supraunitare. Limitarea superioară a numărului de pătrate este determinată de randamentul de fabricare: într-adevăr, cu cît traseul rezistiv este mai lung, cu atît efectul defectelor este mai mare. Se recomandă ca numărul de pătrate maxim realizabil pe un substrat să fie sub 50 000.

Aplicație

Pentru a ilustra modul de utilizare a metodei de proiectare prezentate, în continuare se va da un exemplu de aplicare. În figura 7a se indică schema unui amplificator cu două etaje cuplate în curent continuu, prevăzut cu o reacție de tip serie șunt. În ipoteza unei amplificări

în buclă deschisă, suficient de mare, amplificarea în tensiune globală a amplificatorului cu reacție este:

$$A_u = \frac{U_0}{U_s} \cong \frac{R_4 + R_5}{R_4} = 23.$$

Deci amplificarea A_u este independentă de elementele active de circuit, fiind determinată numai de rezistențele din rețeaua de reacție. Ținînd seamă de faptul că tehnologia straturilor subțiri permite obținerea unei precizii ridicate de realizare a valorii nominale a rezistențelor, asociată unei stabilități în timp foarte bune, structura prezentată în figura 7a se pretează perfect pentru a fi realizată prin această tehnologie.

La stabilirea configurației geometrice a circuitului se va ține seamă că se vor utiliza tranzistoare microminiatură încapsulate în plastic, destinate special pentru a fi utilizate în circuite

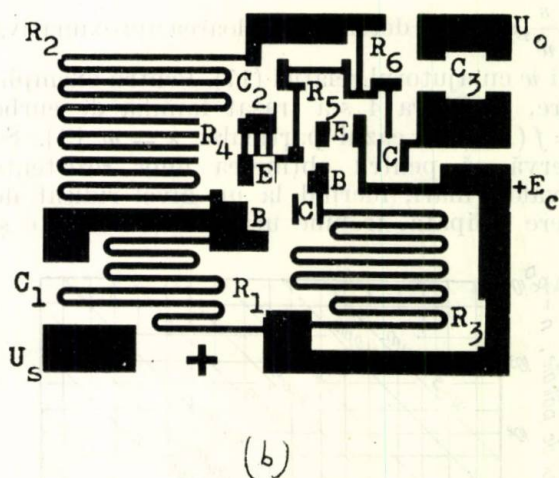
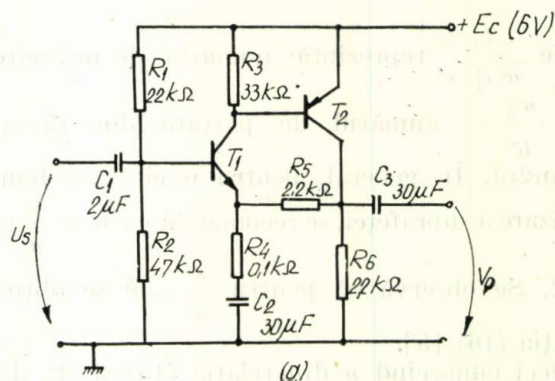


Fig. 7. Amplificator cu reacție serie-șunt:

a — schema; b — configurația geometrică a circuitului hibrid realizat, mărit de 5 ori.

hibride, tip BCW 71 și BCW 69. Condensatoarele se vor atașa sub formă discretă, avînd de asemenea dimensiuni mici, compatibile cu gradul de compactitate necesar. Conductoarele și rezistențele se vor realiza sub formă de stra-

turi subțiri, pornind de la depuneri multistrat și utilizând metoda fotolitografică.

Proiectarea rezistențelor se va face astfel încât să permită obținerea unei toleranțe de stabilitate de 2% în 20 de ani. Proiectarea necesită, după cum a reieșit din cele prezentate mai înainte, cunoașterea puterii disipate. Se observă din schemă că rezistența R_6 disipă puterea maximă. Pentru valorile medii ale parametrilor tranzistoarelor ($\beta_1 = 100$; $\beta_2 = 300$) $I_{R_6} = 1,53$ mA și $P_{R_6} = RI^2 = 5,2$ mW. Se va considera acoperitor $P_{R_6} = 6$ mW.

După cum s-a arătat, temperatura maximă a stratului depinde de cerințele de stabilitate impuse și de parametrii stratului subțire; ținând seamă de valorile relativ mari ale majorității rezistențelor din circuit, s-a utilizat un strat subțire, având $R_{\square} = 150 \Omega$ realizat din nitrură de tantal, obținută prin pulverizare reactivă [7], depusă pe un substrat de sticlă caracterizat printr-un coeficient de transfer al căldurii $h = 150$ W/m² °C. Parametrii de stabilitate specifici tehnologiei utilizate sînt $t_0 = 0,015$ s și $T_0 = 6600^\circ\text{K}$ pentru o rezistență specifică $R_{\square} = 50 \Omega$, valori apropiate de cele din literatura de specialitate. Utilizînd valorile acestor constante și relația (13), rezultă :

$$T = 383^\circ\text{K} = 110^\circ\text{C}.$$

Din relația (14), admițînd $T_A = 65^\circ\text{C}$, se poate calcula densitatea de putere maximă,

$$q = 6,75 \text{ mW/mm}^2.$$

În continuare aria minimă ocupată de rezistența R_6 se determină din relația (3); se obține :

$$A_R = 0,89 \text{ mm}^2.$$

Utilizînd relația (15), se poate calcula cu aproximație numărul de pătrate al rezistenței R_6 :

$$n = 14,67,$$

și considerînd $s = w$, rezultă din (17) lățimea minimă a traseului rezistiv :

$$w_{min} = 0,174 \text{ mm}.$$

Se va admite acoperitor :

$$w = 1,1 \cdot w_{min} = 0,2 \text{ mm}.$$

S-a obținut deci lățimea traseului rezistiv corespunzător rezistenței R_6 . Deoarece celelalte rezistențe din circuit disipă puteri mai mici este de așteptat că lățimile asociate acestora obținute din calcule asemănătoare să rezulte de asemenea mai mici. Întrucît w obținut pentru R_6 este suficient de mică pentru a asigura o compacitate compatibilă cu dimensiuni-

nile elementelor active și condensatoarelor utilizate, se poate admite ca toate rezistențele să fie realizate cu trasee de aceeași lățime. În plus, alegerea aceleiași lățimi pentru toate rezistențele duce și la uniformizarea erorilor procentuale datorate decapării sub mască.

În figura 7b se prezintă configurația geometrică completă a circuitului. Se observă că rezistențele de valori mari (R_1, R_2, R_3) au fost realizate sub formă de meandre de forma f (fig. 6), care asigură obținerea unei densități de curent uniforme. Lungimea exactă a traseelor rezistive s-a determinat ținînd seamă de corecția la colțuri, corespunzătoare tipului de meandre ales. Rezistența $R_4 = 100 \Omega$, căreia îi corespunde un număr de pătrate subunitar, dificil de realizat tehnologic, s-a obținut prin punerea în paralel a trei rezistențe de 300Ω ($n = 2$ pătrate pentru fiecare).

Circuitul din figura 7a a fost realizat experimental; după cum era de așteptat stabilitatea în timp corespunde celei impuse, deoarece proiectarea a pornit de la parametrii de stabilitate specifici stratului utilizat. Abaterile valorilor rezistențelor față de cele nominale au fost mai mici de $\pm 2,5\%$, fără ajustări.

Concluzii

După cum s-a precizat, scopul acestei lucrări este de a stabili legătura dintre performanțele electrice ale rezistențelor peliculare și proprietățile straturilor subțiri rezistive. Metoda prezentată precizează relațiile de proiectare bazate pe mărimi caracteristice ale straturilor subțiri rezistive, deduse din curbe experimentale, putînd fi utilizată de orice laborator în care s-a pus la punct procesul tehnologic de obținere a unor straturi subțiri rezistive cu proprietăți reproductibile.

Deoarece, după cum este de așteptat, rezultatele experimentale diferă de la laborator la laborator, fiind influențate de condițiile concrete de lucru (puritatea materialelor de bază, curățenia incintei vidate în care se face depunerea, compoziția gazului rezidual din incinta vidată, posibilitățile de control a principalilor parametri tehnologici), se recomandă ca pentru obținerea unor rezultate precise proiectarea să pornească de la curbe experimentale proprii de tipul celor prezentate într-o formă generală în figurile 2 și 3. Se precizează că familia de curbe din figura 2 poate prezenta o dispersie mare și în funcție de tratamentul termic aplicat (durată, temperatură, atmosferă), care la rîndul său depinde de natura și grosimea stratului, de cele mai multe ori condițiile concrete de lucru nefiînd publicate în literatura de specialitate. La noi în țară, la Institutul politehnic-București, în cadrul laboratorului de cercetări de circuite microelectronice al Catedrei de dispozitive, circuite și aparate elec-

tronice, s-au studiat straturile subțiri rezistive, rezultatele studiilor efectuate fiind parțial publicate [4, 7].

Pe baza curbelor experimentale se pot determina parametrii care intervin în proiectare, și anume t_0 , T_0 , precum și coeficientul de transfer h . În continuare, utilizând relațiile de calcul indicate se poate trece la proiectarea propriu-zisă, care în esență cuprinde următoarele etape: calculul ariei minime pe baza puterii disipate specifice maxim admisibile pentru asigurarea stabilității necesare, alegerea rezistenței pe pătrat, optime, în funcție de cerințele impuse de proiectare (valoarea nominală a rezistenței, coeficientul de temperatură etc.), determinarea lățimii traseului rezistiv, stabilirea configurației rezistenței și calculul exact al numărului de pătrate, ținând seamă de corecția la colțuri.

Metodica de proiectare prezentată, asociată unui proces tehnologic care să asigure obținerea unor straturi cu performanțe reproductibile, permite obținerea unor rezultate experimentale

apropiate de cele teoretice, erorile fiind sub 5% pentru o producție mare (mii de bucăți) și putând fi reduse sub 1% pentru o producție mai mică (zeci, sute de bucăți).

BIBLIOGRAFIE

- [1] Manolescu, A. M. *Domenii tipice de utilizare a circuitelor integrate cu straturi subțiri*. În: *Automatica și Electronica*, vol. 17, nr. 2, 1973.
- [2] Berry, R., Hall, P., Harris, M. *Thin film technology*. Van Nostrand Company, 1968.
- [3] Wilson, R. *Thin film resistors*. Gaflei-Symposium, Oct. 1972.
- [4] Manolescu A., Manolescu, A. M., Samachișă, G. h. *Realizarea rezistențelor de precizie în tehnologia straturilor subțiri*. În: *Automatica și Electronica*, vol. 17, nr. 5, 1973.
- [5] Harper, Ch. *Handbook of electronic packaging*. New York, Mc. Graw Hill, 1969.
- [6] Hall, P. M. *Resistance calculations for thin film patterns*. În: *Thin Solid Film*, nr. 1, 1967—1968.
- [7] Manolescu, A. M., Manolescu, A. *Asupra unor proprietăți ale straturilor subțiri obținute prin pulverizare*. Sesiunea științifică jubiliară a Inst. politehnic-Cluj, 22—23 feb 1974.

CZ 621.382.3

FRECVENȚA LIMITĂ
TRANZISTOARE

Calculul de proiectare a frecvenței limită f_α la tranzistoare

A. VLADIMIRESCU, M. BODEA și C. BULUCEA* — București

1. Introducere

Frecvențele limită f_α (la care câștigul de curent în scurtcircuit, cu baza comună, h_{fb} , scade, în modul, la $1/\sqrt{2}$ din valoarea de la joasă frecvență) sau f_T (la care câștigul de curent în scurtcircuit, cu emitorul comun, h_{fe} , scade, în modul, la o valoare egală cu unitatea) sînt parametrii cei mai semnificativi din punctul de vedere al definirii performanțelor de frecvență ale unui tranzistor bipolar. Cunoașterea unui singur parametru din cei doi menționați mai sus este suficientă întrucît ei sînt egali, în limitele unei diferențe de 20% [1]; considerente care țin de comoditatea măsurării fac ca în cataloage să se specifice mai comun parametrul f_T , însă calculele de proiectare se fac de regulă pentru parametrul f_α , datorită avantajelor analitice la modelarea tranzistorului cu baza comună.

Tranzistoarele moderne cu siliciu ridică probleme în legătură cu calculul frecvenței limită f_α datorită faptului că acest parametru nu mai este determinat exclusiv de grosimea bazei

ca la tranzistoarele cu germaniu elaborate în decada 1950—1960; pe măsura scăderii grosimii bazei, alte întîrzieri (decît cele determinate de trecerea purtătorilor minoritari prin bază) între stabilirea curentului de emitor și apariția curentului de colector devin importante. În această lucrare se analizează modul cum se compun aceste întîrzieri în calculul frecvenței limită f_α , propunîndu-se, în final, o relație practică de proiectare.

2. Expresii cunoscute pentru calculul lui f_α și compararea lor

Fazorul câștigului de curent în scurtcircuit, cu baza comună, $\alpha = h_{fb}$, al unui tranzistor bipolar este dat, cu o bună aproximație, de relația:

$$\frac{\alpha}{\alpha_0} = \frac{1}{\prod_{q=1}^4 (1 + j\omega/\omega_q)}, \quad (1)$$

unde $\omega_1 \dots \omega_4$ sînt inversele unor constante de timp și timpi de tranzit asociate cu încărcarea capacității joncțiunii emitor-bază, difuzia purtătorilor minoritari prin bază, driftul purtăto-

* Ing. A. Vladimirescu și dr. ing. C. Bulucea sînt cercetători științifici la Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE), București și ing. M. Bodea este șef de lucrări la Institutul politehnic-București.

rilor prin regiunea de sarcină spațială a joncțiunii colector-bază și încărcarea capacității joncțiunii colector-bază; expresiile acestor constante de timp și timpi de trecere sînt date și demonstrate în lucrarea recentă [2]. Se face precizarea că relația (1) este obținută pentru funcționarea elementară a tranzistorului, la nivele mici de injecție, adică fără să se ia în considerare efecte ca cel al rezistenței distribuite a bazei [3], efectul Kirk [4], de relocare a limitelor joncțiunii colector-bază la nivele mari de injecție sau efectul Whittier [5], de defocalizare a curentului principal (emitor-colector) la nivele mari de injecție. Aceste efecte, care acționează în sensul scăderii frecvenței limită, pot să schimbe radical expresia cîștigului de curent sau să afecteze individual parametrii $\omega_1 \dots \omega_4$.

Frecvența limită f_x , definită de ecuația:

$$\left| \frac{\alpha}{\alpha_0} \right|_{f=f_x} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

se calculează în mod curent cu relația clasică:

$$\frac{1}{f_x} \approx \frac{1}{f'_x} = \frac{2\pi}{\omega'_x} = 2\pi \sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q} \quad (3)$$

care este unanim recomandată (nedemonstrată, ci dată numai pe bază de considerente de plauzibilitate) în literatură [6—9].

O alternativă pentru calculul frecvenței limită f_x o constituie folosirea relației:

$$\frac{1}{f_x} \approx \frac{1}{f''_x} = \frac{2\pi}{\omega''_x} = 2\pi \sqrt{\sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q^2}} \quad (4)$$

recomandată în lucrarea [2].

Relațiile (3) și (4) rezultă ca soluții aproximative ale ecuației (2) după cum urmează. Se dezvoltă numitorul expresiei (1) a lui α/α_0 , rezultînd:

$$\frac{\alpha}{\alpha_0} = \frac{1}{1 + j\omega a_1 + (j\omega)^2 a_2 + (j\omega)^3 a_3 + (j\omega)^4 a_4} \quad (5)$$

unde:

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q}, & a_2 &= \sum_{\substack{q=2 \\ p < q}}^4 \frac{1}{\omega_q \omega_p}, \\ a_3 &= \sum_{\substack{q=3 \\ o < p < q}}^4 \frac{1}{\omega_q \omega_p \omega_o}, & a_4 &= \prod_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Introducînd (5) și (6) în ecuația (2), rezultă următoarea ecuație de gradul 4 în $x = 1/\omega_x$:

$$f(x) = x^4 - (a_1^2 - 2a_2) x^3 - (a_2^2 - 2a_1 a_3 + 2a_4) x^2 - (a_3^2 - 2a_2 a_4) x - a_4^2 = 0, \quad (7)$$

a cărei soluție pozitivă unică dă valoarea exactă a frecvenței limită $\omega_x = 2\pi f_x = 1/\sqrt{x}$ (anexa pentru demonstrarea unicității soluției). Se observă că soluțiile aproximative ω'_x și ω''_x date de relațiile (3) și (4), se obțin din ecuația (7), prin neglijarea termenilor inferiori lui x^3 (ecuația lui ω'_x) și prin neglijarea, în plus, a termenului $2a_2$ în comparație cu a_1^2 (ecuația lui ω''_x).

În anexă se demonstrează că:

$$\omega'_x < \omega_x < \omega''_x \quad (8)$$

sau:

$$f'_x < f_x < f''_x, \quad (9)$$

astfel încît prin calculul ambelor soluții aproximative ω'_x (f'_x) și ω''_x (f''_x) se poate determina un domeniu în care se plasează soluția exactă ω_x (f_x).

3. Relație practică de proiectare pentru f_x

În secțiunea precedentă s-a arătat că frecvența limită f_x se poate determina aproximativ ca fiind încadrată între valorile f'_x și f''_x , care se determină cu relațiile simple (3) și (4). Mai departe, găsirea valorii exacte a frecvenței limită f_x (dacă aceasta este necesară) revine la problema greoaie și uneori descurajantă a rezolvării ecuației de gradul 4 (7). În continuare se prezintă o relație practică de proiectare pentru f_x , care nu presupune rezolvarea ecuației (7).

Funcțiile de transfer de forma (4) sînt comune în teoria circuitelor electrice liniare, unde ele se definesc ca „funcții de transfer avînd numai poli pe axa negativă reală și zerouri la infinit”. Pentru astfel de funcții se arată că [10]:

$$\sqrt{\ln 2} < \omega_x \sqrt{\sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q^2}} < 1, \quad (10)$$

Cum $\sqrt{\ln 2} = 0,832$, rezultă că valoarea exactă a frecvenței limită se găsește în intervalul $(0,832 \dots 1) \omega''_x$. Apare ca naturală propunerea de a considera ca o aproximație practică plasaarea frecvenței limită ω_x la jumătatea intervalului determinat mai sus, adică:

$$\omega_x \approx 0,916 \omega''_x = \frac{0,916}{\sqrt{\sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q^2}}} \quad (11)$$

sau :

$$f_x \approx \frac{0,916}{2\pi} \omega_x'' = \frac{0,146}{\sqrt{\sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q^2}}} \quad (12)$$

Relațiile practice (11) și (12) prezic valoarea frecvenței limită $\omega_x(f_x)$, cu o eroare de cel mult $\pm 8,4\%$.

4. Aplicație

Ecuția (7) a fost rezolvată numeric în următoarele cazuri particulare :

a) $\omega_1 \dots \omega_4$ aritmetic echidistanți, adică :

$$\omega_q = \omega_1 + \frac{q-1}{3} (\omega_4 - \omega_1), \quad (13)$$

cu $\omega_4/\omega_1 = 1 \dots 20$, $q = 1 \dots 4$;

b) $\omega_1 \dots \omega_4$ geometric echidistanți, adică :

$$\omega_q = \omega_1 \left(\frac{\omega_4}{\omega_1} \right)^{\frac{q-1}{3}}, \quad (14)$$

cu $\omega_4/\omega_1 = 1 \dots 20$, $q = 1 \dots 4$.

Rezultatele acestui calcul sînt date în figura 1. Se observă obținerea, cum era de așteptat, a unor diferențe mai mici de $8,4\%$ între frecvențele limită calculate cu relațiile practice de

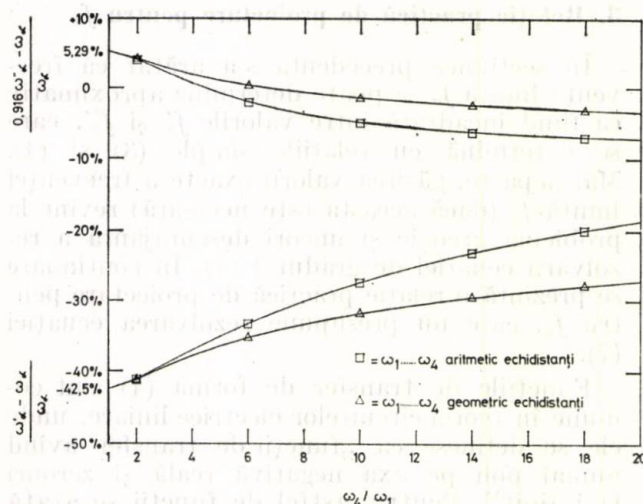


Fig. 1. Erorile relative la calculul frecvenței limită cu relația practică de proiectare (11)/(12) și cu relația clasică (3).

proiectare (11)/(12) și cele calculate exact, prin rezolvarea ecuației de gradul 4 (7). În același timp se observă obținerea unor diferențe mai mari, mergînd pînă la $42,5\%$ în cazurile considerate, în cazul folosirii relației clasice (3). Cazul particular al polilor confundați se obține din ambele figuri la $\omega_4/\omega_1 = 1$ și corespunde unei erori de $+5,29\%$ cu relațiile (11)/(12) și de $-42,5\%$ cu relația clasică (3).

5. Concluzii

Frecvența limită f_x a tranzistorului se calculează, în mod curent, prin însumarea constantelor de timp și a timpilor de tranzit cores-

punzătoare diferitelor întârzieri la trecerea curentului principal de la emitor la colector. În această lucrare s-a arătat că această metodă subestimează considerabil (pînă la $42,5\%$) frecvența limită a tranzistorului și s-a recomandat o relație practică pentru calculul de proiectare care, fără a necesita rezolvarea ecuației de gradul 4 care dă valoarea exactă a frecvenței limită, conduce la valori aproximative în limitele a $\pm 8,4\%$ față de valoarea exactă.

Întreaga tratare s-a bazat pe expresia cîștigului de curent obținută în cazul funcționării elementare a tranzistorului la nivele mici de injecție, adică fără considerarea efectului rezistenței distribuite a bazei, a efectului Kirk [4] sau a efectului Whittier [5]. Fără ca aceasta să fi făcut obiectul tratării de față, se face observația că relația practică de proiectare recomandată poate fi valorificată și în cazul considerării efectelor menționate mai sus, dacă modelarea lor se face în așa fel încît să se mențină forma de funcție de transfer cu 4 poli pentru cîștigul de curent în scurtcircuit, cu baza comună (cu modificarea corespunzătoare a polilor).

ANEXA

1. Unicitatea soluției pozitive a ecuației (7)

Unicitatea soluției pozitive a ecuației (7) se demonstrează observînd că, deoarece $\omega_q > 0$, funcția $f(x)$ și primele două derivate $f'(x)$, $f''(x)$ îndeplinesc condițiile :

$$f(0) < 0, \quad f'(0) < 0, \quad f''(0) < 0 \quad (A.1)$$

și :

$$f(\pm \infty) = \pm \infty, \quad (A.2)$$

astfel că $f(x)$ poate avea numai cele două aspecte calitative din figura A.1, ambele cu o singură soluție pozitivă.

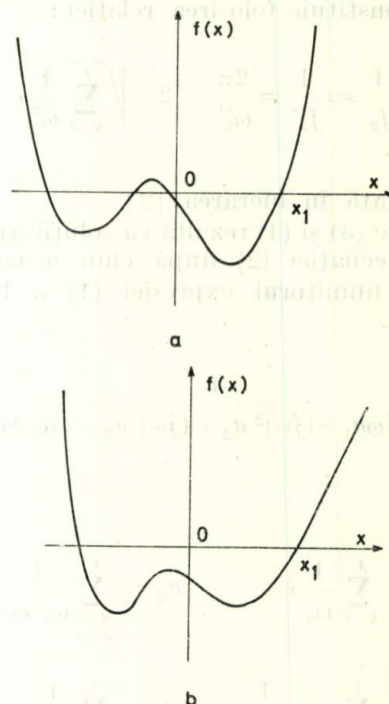


Fig. A.1. Aspectele calitative posibile ale funcției $f(x)$ definite de identitatea (7).

2. Relația dintre ω_α , ω'_α și ω''_α

Notînd cu $x_1 = 1/\omega_\alpha^2$ soluția pozitivă a ecuației (7) și cu $x_2 \dots x_4$ celelalte soluții, se pot scrie următoarele inegalități :

$$x_1 + x_2 + x_3 + x_4 = a_1^2 - 2a_2 > 0 \tag{A.3}$$

și :

$$x_2 + x_3 + x_4 < 0. \tag{A.4}$$

Combinînd (A.3) cu (A.4), rezultă :

$$x_1 > a_1^2 - 2a_2 \tag{A.5}$$

sau :

$$\frac{1}{\omega_\alpha^2} > \sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q^2}, \tag{A.6}$$

de unde rezultă limita superioară a lui ω_α :

$$\omega_\alpha < \sqrt{\frac{1}{\sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q^2}}} = \omega''_\alpha. \tag{A.7}$$

Limita inferioară se obține rescriind ecuația (7) sub forma :

$$x = \frac{a_1^2 x^3 + (a_2^2 + 2a_4) x^2 + a_3^2 x + a_4^2}{x^3 + 2a_2 x^2 + 2a_1 a_3 x + 2a_2 a_4} \equiv F(x). \tag{A.8}$$

Se observă că funcția $F(x)$ definită de identitatea (A.8) are o asimptotă orizontală $x = a_1^2$; urmărind în figura A.2 rezol-

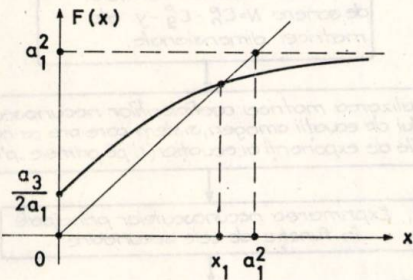


Fig. A.2. Aspectul calitativ al funcției $F(x)$ definită de identitatea (A.8).

varea grafică a ecuației (A.8) (echivalentă cu ecuația (7)) se observă că soluția ei pozitivă x_1 îndeplinește condiția :

$$x_1 = \frac{1}{\omega_\alpha^2} < a_1^2, \tag{A.9}$$

sau :

$$\omega_\alpha > \frac{1}{\sum_{q=1}^4 \frac{1}{\omega_q^2}} = \omega'_\alpha. \tag{A.10}$$

Combinînd (A.7) și (A.10), rezultă :

$$\omega'_\alpha < \omega_\alpha < \omega''_\alpha. \tag{A.11}$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Pritchard, R. L. *Electrical Characteristics of Transistors*. New York, McGraw-Hill, 1967.
[2] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. *Circuite integrate liniare*. București, Editura tehnică, 1976.
[3] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit*. București, Editura Academiei, 1962.
[4] Kirk, C. A *Theory of Transistor Cutoff Frequency (f_T) Fall-Of at High Current Density*. In : IEEE Transactions on Electron Devices, ED-9, 164, 1962.
[5] Whittier, R. J. și Tremere, D. A. *Current Gain and Cutoff Frequency Falloff at High Currents*. In : IEEE Transactions on Electron Devices, ED-16, 39, 1969.
[6] Philips, A. B. *Transistor Engineering*. New York, McGraw-Hill, 1962.
[7] Moll, J. L. *Physics of Semiconductors*, New York, McGraw-Hill, 1964.
[8] Warner, Jr., R. M. *Integrated Circuits : Design Principles and Fabrication*. New York, McGraw-Hill, 1965.
[9] Sze, S. M. *Physics of Semiconductor Devices*. New York, Wiley, 1969.
[10] Thornton, R. D. ș.a. *Multistage Transistor Circuits* (SEEEC, vol. 5), New York, Wiley, 1965.

CZ 51.530.17

PROGRAM DE CALCUL
CRITERII DE SIMILITUDINE
PROCESE TRANZITORII

Calculul criteriilor de similitudine ale fenomenelor fizice studiate pe modele, asistat de calculatorul numeric

MIHAI IORDACHE* — București

1. Punerea problemei

În stadiul actual al dezvoltării științei și tehnicii, metoda modelării, bazată pe teoria similitudinii și a analizei dimensionale, se impune într-o măsură din ce în ce mai mare ca fiind una dintre cele mai eficiente metode de investigație științifică.

Dacă astăzi, odată cu introducerea revoluționară a calculatoarelor electronice în cercetare, se preferă de multe ori modelarea matematică, în multe domenii modelarea fizică prezintă mai departe anumite aspecte ce nu au putut fi înlocuite de căile abstracte ce au intrat în uzul curent al cercetătorului modern.

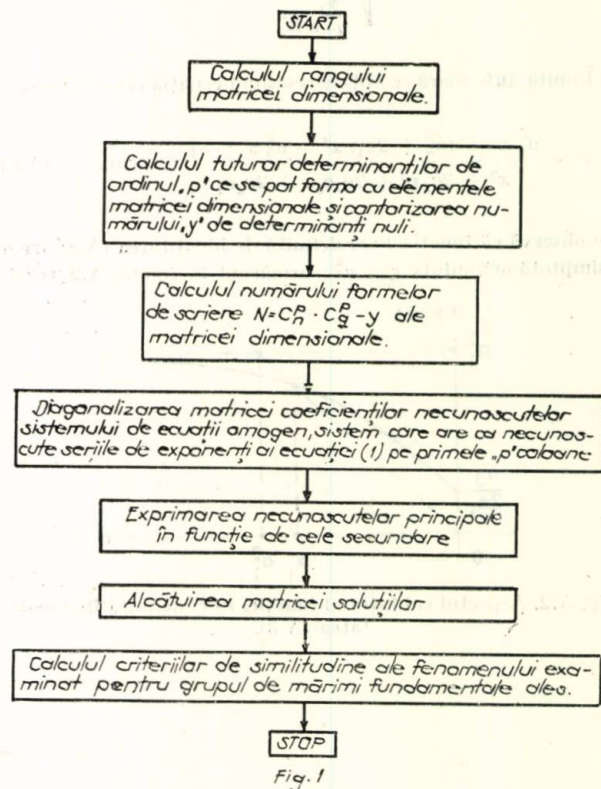
După cum este cunoscut [1], [2], [7] prima etapă importantă în studiul fenomenelor fizice pe modele este aceea a calculului criteriilor de similitudine. În literatura de specialitate [1], [2], [7] sînt prezentate mai multe metode care permit determinarea criteriilor de similitudine, dintre care metoda folosirii sistemelor de ecuații algebrice liniare și omogene a căpătat în ultimul timp o extindere din ce în ce mai mare, care se justifică exclusiv prin rigurozitatea științifică a metodei și prin posibilitatea de a utiliza, cel mai eficace și rapid instrument de calcul, calculatorul electronic.

Rezolvarea problemelor de analiză dimensională, pe baza teoriei ecuațiilor algebrice, are ca punct de plecare alcătuirea matricei dimensionale a fenomenului studiat. Aranjarea în această matrice a variabilelor dimensionale, de care depinde fenomenul, constituie din punct de vedere practic lucrul cel mai important, deoarece, obținerea celor mai avantajoase forme de complecși adimensionali este determinată de forma de alcătuire a matricei dimensionale. Întrucît în această problemă nu se pot da definiții apriorice, este rațional să se determine toate formele de scriere a matricei dimensionale, din care să se rețină apoi forma care conduce la complecși adimensionali cei mai avantajoși, în raport cu efectuarea experiențelor și interpretarea rezultatelor.

În cazurile cînd fenomenul fizic examinat depinde de un număr relativ mare de mărimi fizice, calculul tuturor formelor de scriere a

criteriilor de similitudine devine greoi și laborios, mai ales cînd se efectuează identificarea determinațiilor de ordinul p (p fiind rangul matricei dimensionale), care pot fi formați cu elementele matricei dimensionale în scopul depistării celor de valoare nulă.

În această lucrare se expune un program complet de calcul, pe calculator numeric, al criteriilor de similitudine, program ce comportă etapele prezentate în organigrama din figura 1.



Toți complecșii adimensionali (toate criteriile de similitudine) care intervin în studiul unui fenomen fizic oarecare pot fi definiți [1], [2], [7] printr-o formulă unică, determinată prin produsul unor anumite puteri ale tuturor mărimilor fizice care determină fenomenul fizic respectiv :

$$\pi = a_1^{x_1} \cdot a_2^{x_2} \dots a_k^{x_k} \cdot a_{k+1}^{x_{k+1}} \dots a_n^{x_n}, \quad (1)$$

unde $a_1, a_2, \dots, a_n$ reprezintă mărimile fizice ce caracterizează fenomenul examinat.

* Ing. M. Iordache este asistent la Catedra de electrotehnică a I.P.B.

Notînd cu p rangul matricei dimensionale, cu n numărul mărimilor fizice care alcătuiesc matricea dimensională și cu q numărul liniilor liniar independente ale matricei dimensionale, care întotdeauna este mai mic sau cel mult egal cu numărul unităților de măsură fundamentale, numărul formelor de scriere a matricei dimensionale [2] este :

$$N = C_n^p \cdot C_q^p - y, \quad (2)$$

unde y este numărul determinanților de ordinul p care sînt egali cu zero sau, altfel spus, y este numărul combinațiilor de n mărimi luate cîte p , care sînt dependente dimensional.

Pentru a ilustra modul de utilizare a calculatorului numeric la calculul criteriilor de similitudine ale fenomenelor fizice studiate pe modele, se expune un exemplu simplu din domeniul circuitelor electrice liniare.

Se consideră un circuit electric simplu, liniar, cu parametri concentrați (fig. 2), care la momentul $t = 0$ se conectează la o sursă de t.e.m.,

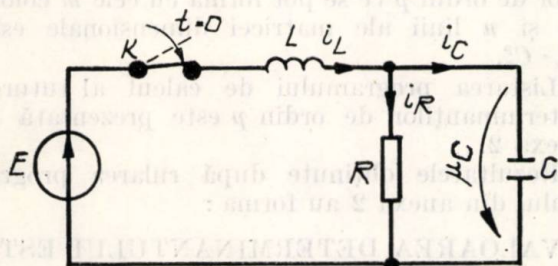


Fig. 2

constantă în timp E prin închiderea întrerupătorului K .

Sistemul de ecuații diferențiale care descrie funcționarea acestui circuit în regimul tranzitoriu ce apare după închiderea întrerupătorului K , are forma matricială :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

cu condițiile inițiale de zero :

$$\begin{aligned} i_L(0_-) &= i_L(0_+) = 0, \\ u_C(0_-) &= u_C(0_+) = 0. \end{aligned}$$

Funcția implicită ce descrie acest regim tranzitoriu al circuitului din figura 2 are forma :

$$f(E, i_L, u_C, R, L, C, t) = 0. \quad (4)$$

Se aleg ca mărimi fundamentale, mărimile E, R, t și se scrie matricea dimensională B , astfel încît primele trei coloane să fie ocupate de aceste mărimi :

$$B = \begin{matrix} & E & R & t & i_L & u_C & L & C \\ \begin{matrix} \text{kg} \\ \text{s} \\ \text{A} \\ \text{m} \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 \\ -3 & -3 & 1 & 0 & -3 & -2 & 4 \\ -1 & -2 & 0 & 1 & -1 & -2 & 2 \\ 2 & 2 & 0 & 0 & 2 & 2 & -2 \end{bmatrix} \end{matrix} \cdot (5)$$

Se observă că determinantul de ordinul 3 format cu elementele din primele 3 coloane și linii este nenul, ceea ce dovedește că mărimile E, R, t sînt dimensional independente.

În cele ce urmează se vor expune detaliat programele de calcul pe calculatorul numeric a fiecărei din etapele prezentate în organigrama din figura 1.

2. Program pentru determinarea rangului matricei dimensionale

Pentru determinarea rangului matricei dimensionale B este necesar să se introducă noțiunea de *eșalon redus al matricei*.

O matrice R se numește [3] de tip *eșalon redus* dacă :

a — primul element nenul din fiecare linie este 1, iar coloana care o determină este nulă cu excepția acestui 1 ;

b — dacă $[0 \dots 1 \dots 0]^i$ este o coloană de tipul menționat, următoarea coloană de același tip întîlnit în matrice (de la stînga la dreapta) are unitatea plasată cu un rînd, imediat mai jos $[0 \dots 1 \dots 0]^{(i+1)}$.

O matrice R de tipul *eșalon redus* are în consecință următoarea structură generală :

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & ? & 0 & ? & 0 & ? \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & ? & 0 & ? \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & ? \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

unde elementele „?” pot fi nule sau diferite de zero.

Din definiția de mai sus dată matricei R se pot deduce următoarele *consecințe esențiale* :
1 — coloanele care conțin numai un „1” sînt liniar independente ;

2 — coloanele cu „?” sînt consecințe liniar dependente ale coloanelor cu „1” plasate la stînga acestora, astfel numărul maxim de coloane liniar independente este cel al coloanelor de tipul: $[0 \dots 1 \dots 0]^t$.

Se poate demonstra fără dificultate [3] teorema: „Oricare ar fi A o matrice arbitrară $n \times m$, există o matrice nesingulară $n \times n$ notată S , astfel încît $R = SA$ este de tipul eșalon redus al lui A ”.

Prin urmare, prin operații elementare, în număr finit, asupra matricei B se ajunge la forma de eșalon redus, formă ce permite deducerea numărului N_c de coloane independente ale matricei B .

Avînd în vedere că numărul maxim al liniilor matricei dimensionale este șase, număr egal cu unitățile fundamentale din sistemul de unități S.I., și că rangul unei matrice este egal cu rangul transpusei este mai convenabil să se determine eșalonul redus al transpusei matricei dimensionale. Notînd cu N_c^t numărul coloanelor liniar independente ale transpusei matricei dimensionale, rangul matricei B este dat de relația:

$$\text{Rang } B = N_c^t. \quad (7)$$

Listarea programului de calcul al eșalonului redus este redată în anexa 1 (programele prezentate în anexele 1, 2, 3 corespund exemplului 2).

Eșalonul redus al transpusei matricei dimensionale (5) din exemplul dat are forma (8), rezultată în urma rulării programului din anexa 1:

$$R = \begin{bmatrix} 1.00000 & .00000 & .00000 & 2.00000 \\ .00000 & 1.00000 & .00000 & .00000 \\ .00000 & .00000 & 1.00000 & .00000 \\ .00000 & .00000 & .00000 & .00000 \\ .00000 & .00000 & .00000 & .00000 \\ .00000 & .00000 & .00000 & .00000 \\ .00000 & .00000 & .00000 & .00000 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Din (8) se observă că numărul $N_c^t = 3$ și conform definiției (7) rangul matricei dimensionale (5) este 3. Programul din anexa 1 permite și identificarea coloanelor care sînt independente.

Cînd se determină eșalonul redus al unei matrice pe calculatorul numeric, trebuie să se acorde o mare atenție erorilor de rotunjire, erori ce pot duce la formă de eșalon redus eronată.

3. Program de calcul al tuturor determinantilor de ordin p

Pentru calculul determinantilor de ordin p se folosește metoda lui Gauss. Această metodă constă [4], [5], [6] în aceea că se transformă

matricea pătratică de tipul $p \times p$, alcătuită cu aceleași elemente ca și determinantul de ordin p , prin transformările elementare într-o matrice triunghiulară.

Pentru a calcula toți determinantii de ordin p ce se pot forma cu elementele matricei dimensionale B , se procedează astfel:

1 — se numerează coloanele de la stînga la dreapta cu $1, 2, \dots, p, p+1, \dots, m$, unde m este numărul de coloane al matricei dimensionale;

2 — se numerează liniile de sus în jos cu $1, 2, \dots, p, p+1, \dots, n$, unde n reprezintă numărul de linii ale matricei dimensionale;

3 — se consideră primele p linii fixe și se iau toate combinațiile de p coloane posibile ce se pot forma cu cele m coloane;

4 — se iau în considerare și celelalte combinații posibile luate cîte p ce se pot forma cu cele n linii, cu condiția ca pentru fiecare din combinațiile de cîte p linii să se repete operația de la punctul 3.

Prin urmare numărul tuturor determinantilor de ordin p ce se pot forma cu cele m coloane și n linii ale matricei dimensionale este $C_m^p \cdot C_n^p$.

Listarea programului de calcul al tuturor determinantilor de ordin p este prezentată în anexa 2.

Rezultatele obținute după rularea programului din anexa 2 au forma:

VALOAREA DETERMINANTULUI ESTE

.1000000E + 10

.100000 E + 01

MĂRIMILE 1 2 3 SÎNT INDEPENDENTE, LINIILE 1-2-3, VALOAREA DETERMINANTULUI ESTE

.000000 E + 00

.000000 E + 00

MĂRIMILE 1 2 4 SÎNT DEPENDENTE, LINIILE 1-2-3 IY = 1, etc.

În cazul cînd p este diferit de 3 se poate utiliza același program ca cel prezentat în anexa 2, pentru calculul tuturor determinantilor de ordin p ai matricei dimensionale, modificîndu-l corespunzător.

Calculul numărului N al formelor de scriere a matricei dimensionale se face rapid pe calculator, necesitînd în esență o subrutină de calcul al unui factorial. Pentru exemplul considerat $N = C_7^3 \cdot C_3^3 - 9 = 26$.

4. Program de diagonalizare a matricei coeficienților necunoscutelelor sistemului de ecuații omogen și liniar pe primele p coloane

După ce s-a ales grupul de mărimi fundamentale, egal ca număr cu rangul p al matricei dimensionale, următoarea etapă în calculul criteriilor de similitudine este aceea de alcătuire și rezolvare a sistemului de ecuații liniar și

omogen, ce are ca necunoscute seriile de exponenți ale ecuației (1), iar coeficienți, elementele matricei dimensionale (5) de pe primele p linii și m coloane (după ce în prealabil matricea dimensională s-a rearanjat, astfel încât primele coloane să fie ocupate într-o ordine oarecare de grupul de mărimi ales ca fundamental).

Pentru exemplul considerat, sistemul de ecuații liniar și omogen are forma :

$$\begin{cases} x_1 + x_2 + x_5 + x_6 - x_7 = 0 \\ -3x_1 - 3x_2 + x_3 - 3x_5 - 2x_6 + 4x_7 = 0 \\ -x_1 - 2x_2 + x_4 - x_5 - 2x_6 + 2x_7 = 0 \end{cases} \quad (9)$$

unde x_1, x_2, x_3 sînt considerate ca necunoscute principale, iar x_4, x_5, x_6, x_7 , ca necunoscute secundare.

Determinantul principal format cu coeficienții necunoscutelor principale este nenul, deoarece mărimile E, R, t sînt dimensional independente.

Problema ce se pune este : CUM SE POATE REZOLVA UN SISTEM DE ECUAȚII OMOGEN ȘI LINIAR PE CALCULATORUL NUMERIC, AVÎND ÎN VEDERE CĂ REZOLVAREA LUI CONSTĂ ÎN EXPRIMAREA NECUNOSCUȚELOR PRINCIPALE, FUNCȚIE DE CELE SECUNDARE ?

Răspunsul la această problemă este relativ simplu, în sensul că dacă se reușește ca matricea coeficienților necunoscutelor sistemului de ecuații (8) să se diagonalizeze pe primele p coloane (numărul p este egal cu cel al necunoscutelor principale), atunci multiplicînd la stînga această matrice astfel obținută, cu matricea coloană a necunoscutelor, se obține soluția căutată. În acest scop se poate enunța următoarea teoremă :

„Matricea coeficienților necunoscutelor oricărui sistem de n ecuații și m necunoscute (m mai mare ca n) liniar și omogen se poate diagonaliza pe primele n coloane, dacă și numai dacă determinantul de ordinul n format cu primele n linii și coloane este nenul”.

Demonstrație

Demonstrarea teoremei de mai sus se face din aproape în aproape. Cum primele n coloane ale matricei coeficienților formează un determinant nenul, rezultă că aceste coloane sînt liniar independente și diferite de zero.

Procesul de diagonalizare se desfășoară astfel :

1. Se testează elementele coloanei 1, comparînd fiecare element al coloanei în raport cu zero și în momentul cînd s-a găsit un element diferit de zero, de exemplu elementul de pe linia i , se permută elementele liniei i cu elemen-

tele liniei 1, apoi prin operații elementare se modifică celelalte linii cu excepția liniei 1 (după efectuarea permutării), astfel încît elementele corespunzătoare coloanei 1 să devină nule în afara primului element.

2. Se reia apoi procesul de testare de la punctul 1 începînd cu coloana 2 și linia 2, comparînd cu zero fiecare element al coloanei 2, pornind cu elementul de pe linia 2 și continuînd cu elementele coloanei 2 situate sub linia 2. După ce se face permutarea liniei i ($i \geq 2$), unde s-a depistat primul element diferit de zero de pe coloana 2, se aduc la zero prin operații elementare toate elementele coloanei 2 cu excepția elementului a_{22} , modificînd corespunzător celelalte linii în afara liniei 2, care rămîne neschimbată după efectuarea operației de permutare.

3. Procesul continuă pe coloane pînă la coloana n .

Deoarece prima coloană nu poate avea toate elementele nule, rezultă că procesul de diagonalizare descris mai sus poate avea loc pentru această coloană.

Dacă elementele de dedesubtul elementului a_{22} și inclusiv acest element ar fi nule, după ce matricea coeficienților A a fost modificată corespunzător procesului descris la punctul 1, ar însemna că dezvoltînd determinatul de ordinul n format cu primele n coloane, după coloana 1, să fie nul, ceea ce contrazice ipoteza făcută în enunțul teoremei.

Prin urmare va exista cu certitudine cel puțin un element nenul printre elementele coloanei 2, începînd cu elementul a_{22} în jos, ceea ce asigură că procesul de diagonalizare poate fi continuat.

Pe baza aceluiași raționament simplu se poate demonstra că la fiecare etapă de diagonalizare va exista cel puțin un element diferit de zero printre elementele coloanei respective k , în și sub elementele liniei k . Deci teorema de mai sus este demonstrată.

Demonstrarea acestei teoreme explică în același timp algoritmul de diagonalizare a matricei coeficienților pe primele p coloane.

Listarea programului de diagonalizare pe primele p coloane ale matricei coeficienților necunoscutelor unui sistem liniar și omogen de p ecuații și m necunoscute este prezentat în anexa 3.

Matricea diagonalizată pe primele p coloane obținută după rularea programului din anexa 3, pentru exemplul considerat are forma :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Înmulțind la stînga matricea A cu matricea unicoloră a necunoscutelor, se obține sistemul de ecuații omogene :

$$\begin{cases} x_1 + x_4 + x_5 = 0 \\ x_2 - x_4 + x_6 - x_7 = 0, \\ -x_3 - x_6 - x_7 = 0 \end{cases} \quad (11)$$

care permite exprimarea imediată a necunoscutelor principale x_1, x_2, x_3 , funcție de necunoscutele secundare x_4, x_5, x_6 și x_7 :

$$\begin{cases} x_1 = -x_4 - x_5 \\ x_2 = x_4 - x_6 + x_7 \\ x_3 = -x_6 - x_7 \end{cases} \quad (12)$$

Atribuind succesiv necunoscutelor secundare x_4, x_5, x_6, x_7 valorile 0 și 1, se obține matricea soluțiilor :

$$\begin{matrix} & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 \\ \pi_1 & \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \pi_2 & \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \pi_3 & \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \pi_4 & \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (13)$$

și utilizînd formula (1), rezultă expresiile criteriilor de similitudine :

$$\begin{aligned} \pi_1 &= \frac{R \cdot i_L}{E}, \quad \pi_2 = \frac{u_c}{E}, \quad \pi_3 = \frac{L}{Rt}, \\ \pi_4 &= \frac{R \cdot C}{t}. \end{aligned} \quad (14)$$

5. Exemplul 2

Se consideră un exemplu din alt domeniu al fizicii decît cel al electromagnetismului, și anume din mecanica fluidelor. Se știe [2] că forța portantă F care acționează asupra unui corp (aripă) care se deplasează într-un fluid, este funcție de densitatea ρ a fluidului, de viteza de înaintare v a corpului, de circulația vitezei Γ și de anvergura l a corpului (a aripii).

Funcția implicită care descrie acest fenomen este :

$$f(F, \rho, v, \Gamma, l) = 0. \quad (15)$$

Se aleg ca mărimi fundamentale mărimile ρ, v, l și se scrie matricea dimensională B corespunzătoare, astfel încît primele trei coloane să fie ocupate de aceste mărimi :

$$B = \begin{matrix} & \rho & v & l & F \\ \begin{matrix} m \\ kg \\ s \end{matrix} & \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 & 1 & 2 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -2 & -1 \end{bmatrix} \end{matrix}. \quad (16)$$

Eșalonul redus al transpusei matricei dimensionale (16) are forma (17), rezultată în urma rulării programului din anexa 1 :

$$R = \begin{bmatrix} 1.00000 & .00000 & .00000 \\ .00000 & 1.00000 & .00000 \\ .00000 & .00000 & 1.00000 \\ .00000 & .00000 & .00000 \\ .00000 & .00000 & .00000 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Din (17) se deduce conform definiției (7) că rangul matricei dimensionale (16) este $p = 3$.

Se calculează cu ajutorul programului de calcul al tuturor determinantilor de ordin p (anexa 2) și al formulei (2), numărul N al formelor de scriere a matricei dimensionale :

$$N = C_5^3 \cdot C_3^3 - 1 = 9. \quad (18)$$

Matricea coeficienților necunoscutelor sistemului de ecuații omogen și liniar diagonalizată pe primele p linii și coloane, rezultată în urma rulării programului din anexa 2, este :

$$A = \begin{bmatrix} 9 & 0 & 0 & 9 & 0 \\ 0 & -3 & 0 & -6 & -3 \\ 0 & 0 & 3 & 6 & 3 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Multiplicînd la stînga matricea (19) cu matricea coloană a necunoscutelor, se obțin expresiile necunoscutelor principale x_1, x_2, x_3 , în funcție de necunoscutele secundare x_4, x_5 :

$$\begin{cases} x_1 = -x_4 \\ x_2 = -2x_4 - x_5 \\ x_3 = -2x_4 - x_5 \end{cases} \quad (20)$$

Atribuind succesiv necunoscutelor secundare x_4, x_5 valorile 0 și 1, se obține matricea soluțiilor :

$$\begin{matrix} & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \\ \pi_1 & \begin{bmatrix} -1 & -2 & -2 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \pi_2 & \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (21)$$

și conform formulei (1) rezultă expresiile criteriilor de similitudine :

$$\pi_1 = \frac{E}{\rho \cdot v^2 \cdot l^2}, \quad \pi_2 = \frac{\Gamma}{v \cdot l}. \quad (22)$$

6. Concluzii

Avînd în vedere amploarea deosebită pe care a luat-o studiul fenomenelor fizice pe modele atît în domeniul electrotehnicii, cît și în alte domenii ale științei și tehnicii moderne, programul de calcul al criteriilor de similitudine pe calculatorul digital reprezintă un instrument rapid și eficient pentru cercetătorul ce lucrează în acest domeniu de cercetare.

Marele avantaj al calculului criteriilor de similitudine pe calculator rezidă în faptul că permite determinarea într-un timp foarte scurt a tuturor formelor de scriere a matricei dimen-

sionale, ceea ce conduce la posibilitatea alegerii celei mai eficiente variante de criterii de similitudine ce caracterizează fenomenele fizice examinate.

ANEXA 1

C CALCULUL RANGULUI UNEI MATRICE PĂTRATE CU METODA EȘALONULUI REDUS

```

C
C DIMENSION B (20, 20), C (20)
C INTEGER Q
C EPS = 10**(-5)
C READ (105, 130) N, M
130 FORMAT (2I5)
C READ (105, 135)((B (I, J), I = 1, N), J = 1, M)
135 FORMAT (15F5.0)
C WRITE (108, 700)((B (I, J), J = 1, M), I = 1, N)
700 FORMAT (3 (2X, F6.0))
C K = 1
C L = 1
30 I = K
C A = 0
20 IF (A - ABS (B (I, L))) 1, 2, 2
1 A = ABS (B (I, L))
C PRINT 602, A
602 FORMAT (1 I, 1 A = !, F15.8)
C Q = I
2 IF (I - N) 3, 4, 4
3 I = I + 1
C GO TO 20
4 IF (A - EPS) 5, 5, 6
5 IF (L - M) 7, 8, 8
7 L = L + 1
C GO TO 30
6 I = 1
77 J = 1
74 IF (ABS (B (I, J)) - EPS) 70, 70, 71
70 B (I, J) = 0.
71 IF (J - M) 72, 73, 73
72 J = J + 1
C GO TO 74
73 IF (I - N) 75, 76, 76
75 I = I + 1
C GO TO 77
76 J = K
C T = B (Q, L)
40 R = B (K, J)
C B (K, J) = B (Q, J)
C PRINT 603, K, J, B (K, J)
603 FORMAT (1 I, 1 K = !, I2, 5X, 1 J = !, I2, 5X, F15.8)
C B (Q, J) = R
C IF (J - M) 9, 11, 11
9 J = J + 1
C GO TO 40
11 J = L
344 B (K, J) = B (K, J)/T
C IJ (L - M) 343, 111, 111
343 J = J + 1
C GO TO 344
111 I = 1
C PRINT 601, I, K
601 FORMAT (1 I, 1 I = !, I2, 5X, 1 K = !, I2)
60 IF (I - K) 12, 13, 12
12 J = K
C Z = B (I, L)
50 B (I, J) = B (I, J) - B (K, J)*Z
C PRINT 604, I, J, B (I, J)
604 FORMAT (1 I, 1 I = !, I2, 5X, 1 J = !, I2, 5X, F15.8)
C IF (J - M) 14, 13, 13
14 J = J + 1
C GO TO 50
13 IF (I - N) 16, 15, 15
16 I = I + 1
C PRINT 601, I, K
C GO TO 60

```

```

15 C(K) = L
C IF (L - M) 17, 8, 8
17 IF (K - N) 18, 8, 8
18 K = K + 1
C GO TO 5
8 WRITE (108, 100)((B (I, J), J = 1, M), I = 1, N)
100 FORMAT (20X, 1 MATRICEA EȘALON REDUS! / 20X,
21 (1H*) / (13X, 3F9.5))
C PRINT 200, (C(K), K = 1, M)
200 FORMAT (25X, 1 COLOANE! / 25X, 7 (1H*) / (27X, F3.0))
C STOP
C END

```

ANEXA 2

C CALCULUL MINORILOR DE ORDIN TREI AI MATRICEI DIMENSIONALE

C MĂRIMEA IY CONTROLEAZĂ NUMĂRUL MINORILOR DE ORDIN TREI NUL!

C

C SUBROUTINE SCHIMB (L)

C SUBPROGRAMUL SCHIMBĂ ÎNTRE ELELE LINIILE

C MATRICEI ÎN SCOPUL GĂSIRII UNUI

C PIVOT NENUL

C COMMON SEMN, A (3, 3), M

DO 1 I = L, M

IF (A (I, L)) 2, 1, 2

1 CONTINUE

CALL SLITE (1)

RETURN

2 DO 3 J = L, M

AUX = A (L, J)

A (L, J) = A (I, J)

3 A (I, J) = AUX

SEMN = -SEMN

RETURN

END

SUBROUTINE SENYE (DETER)

COMMON SEMN, A (3, 3), M

SEMN = 1

C TRIANGULAREA MATRICEI

M1 = M - 1

DO 7 N = 1, M1

IF (A (N, N)) 5, 3, 6

C APELAREA SUBPROGRAMULUI PENTRU

SCHIMBAREA LINIILOR MATRICEI

3 CALL SCHIMB (N)

CALL SLITET (1, NR)

IF (NE - 2) 4, 6, 6

4 PRINT 5

5 FORMAT (1 I, 1 DETERMINANTUL ESTE NUL!)

GO TO 10

6 N1 = N + 1

DO 7 J = N1, M

PIVOT = A (J, N)/A (N, N)

DO 7 K = 1, M

7 A (J, K) = A (J, K) - PIVOT * A (N, K)

C CALCULUL DETERMINANTULUI

DETER = 1

DO 9 K = 1, M

9 DETER = DETER * A (K, K) * SEMN

PRINT 11, DETER

11 FORMAT (// T2, VALOAREA DETERMINANTULUI

ESTE ! / !, E14, 7)

10 RETURN

END

COMMON SEMN, A (3, 3), M

DIMENSION X (3, 5), J(3), J4 (3)

READ (105, 79) M, N, MA

79 FORMAT (3I2)

READ (105, 777)((X (L1, K1), K1 = 1, 5), L1 = 1, 3)

777 FORMAT (15I2)

WRITE (108, 33)((X (L1, K1), K1 = 1, 5), L1 = 1, 3)

33 FORMAT (5 (3X, I2))

IY = 0

I1 = 1

17 I2 = I1 + 1


```

15 I3 = I2 + 1
12 J1 = 1
9 J2 = J1 + 1
6 J3 = J2 + 1
5 A (1, 1) = X (I1, J1)
A (1, 2) = X (I1, J2)
A (1, 3) = X (I1, J3)
A (2, 1) = X (I2, J1)
A (2, 2) = X (I2, J2)
A (2, 3) = X (I2, J3)
A (3, 1) = X (I3, J1)
A (3, 2) = X (I3, J2)
A (3, 3) = X (I3, J3)
CALL SENYE (DETER)
P1 = DETER
WRITE (108, 100) P1
100 FORMAT (10X, E14.7)
IF (P1-0.) 111, 19, 111
19 IY = IY + 1
J (1) = J1
J (2) = J2
J (3) = J3
J4 (1) = I1
J4 (2) = I2
J4 (3) = I3
WRITE (108, 20) (J(I), I=1, 3), (J4 (II), II=1, 3), !Y
20 FORMAT (/10X, !MĂRIMILE!, 1X, 3 (I1, 1X), !SÎNT
DEPENDENTE!, 5X, !LINIILE!, *I2, 1-I, I1, !-!,
I1, 5X, ! IY = 1, I3)
GO TO 22
111 J (1) = J1
J (2) = J2
J (3) = J3
J4 (1) = I1
J4 (2) = I2
J4 (3) = I3
WRITE (108, 21) (J(I), I=1, 3), (J4 (II), II=1, 3)
21 FORMAT (/10X, !MĂRIMILE!, 1X, 3 (I1, 1X), !SÎNT
INDEPENDENTE!, 5X, !LINIILE! *, I2, !-!, I1,
!, -!, I1)
22 IF (J3=MA) 1, 2, 2
1 J3 = J3 + 1
GO TO 5
2 M1 = MA - 1
IF (J2-M1) 3, 4, 4
3 J2 = J2 + 1
GO TO 6
4 M2 = M1 - 1
IF (J1 - M2) 7, 8, 8
7 J1 = J1 + 1
GO TO 9
8 IF (I3-N) 10, 11, 11
10 I3 = I3 + 1
GO TO 12
11 N1 = N - 1
IF (I2-N1) 13, 14, 14
13 I2 = I2 + 1
GO TO 15
14 N2 = N1 - 1
IF (I1-N2) 35, 16, 16
35 I1 = I1 + 1
GO TO 17
16 WRITE (108, 30) IY
30 FORMAT (10X, I4)
STOP
END

```

ANEXA 3

C DIAGONALIZAREA MATRICEI DREPTUNGHIU-
C LARE A COEFICIENTILOR NECUNOSCUTELOR
C UNUI SISTEM LINIAR ȘI OMOGEN DE NECUA-
C ȚII ȘI M NECUNOSCUȚE
C (M MAI MARE DECÎT N) PE PRIMELE N LINII
C ȘI N COLOANE
C DETERMINANTUL PRINCIPAL AL SISTEMULUI
C OCUPĂ PRIMELE COLOANE ALE MATRICEI
C COEFICIENTILOR

C METODA DE DIAGONALIZARE UTILIZATĂ
C ESTE METODA GAUSS-JORDAN MODIFICATĂ
C
C NUMĂRUL N POATE AVEA VALOAREA MAXIMĂ
C ȘASE ÎN CAZUL ANALIZEI
C DIMENSIONALA, VALOARE DICTATĂ DE NU-
C MĂRUL MAXIM DE UNITĂȚI FUNDAMENTALE
C DIN SISTEMUL INTERNAȚIONAL S. I. DE
C UNITĂȚI
C INTEGER A (10, 20), AUX, S
C READ (105, 100) N, M, ((A (I, J), I = 1, N), J = 1, M)
100 FORMAT (212/1513)
C WRITE (108, 101) ((A (I, J), J = 1, M), I = 1, N)
101 FORMAT ('1', 20 X ! MATRICEA COEFICIENTILOR
NECUNOSCUTELOR!//20 X, 38 (11*)/(29X, 513))
DO 1 K = 1, N
J = K
DO 2 I = K, N
IF (A (I, J)) 3, 2, 3
2 CONTINUE
1F (A (N, J), EQ.0) GO TO 4
4 WRITE (108, 102)
102 FORMAT (/13X, ! SISTEM INCOMPATIBIL !)
GO TO 200
3 DO 5 J1 = 1, M
AUX = A (I, J1)
A (I, J1) = A (K, J1)
5 A (K, J1) = AUX
IF (K.EQ.1) GO TO 6
K1 = K - 1
DO 7 L = 1, K1
S = A (L, K)
DO 8 J2 = 1, M
8 A (L, J2) = A (L, J2) * A (K, K) - S * A (K, J2)
7 CONTINUE
K2 = K + 1
IF (K2.GT.N) GO TO 201
DO 9 L1 = K2, N
S = A (L1, K)
DO 10 J3 = 1, M
10 A (L1, J3) = A (L1, J3) * A (K, K) - S * A (K, J3)
9 CONTINUE
WRITE (108, 101) ((A (I, J), J = 1, M), I = 1, N)
GO TO 1
6 DO 11 I1 = 2, N
S = A (I1, K)
DO 11 J4 = 1, M
11 A (I1, J4) = A (I1, J4) * A (K, K) - S * A (K, J4)
WRITE (108, 101) ((A (I, J), J = 1, M), I = 1, N)
1 CONTINUE
201 WRITE (108, 103) ((A (I, J), J = 1, M), I = 1, N)
103 FORMAT (!11, 40X, ! MATRICEA DIAGONALIZATĂ
PE PRIMELE N COLOANE !/40X, 4 *3 (1H*)/(51X,
513))
200 STOP
END

BIBLIOGRAFIE

- [1] Venikov, V. A. *Aplicarea teoriei similitudinii și modelării în electroenergetică* (traducere din limba rusă completată). București, Editura tehnică, 1972.
- [2] Vasilescu, A. A. I. *Analiza dimensională și teoria similitudinii*. București, Editura Academiei R.S.R., 1969.
- [3] Ionescu, V. I. și Lupăș, L. *Tehnici de calcul în teoria sistemelor*. București, Editura tehnică, 1974.
- [4] Niculescu, St. *Inițiere în FORTRAN*. București, Editura tehnică, 1972.
- [5] Anthony Ralston. *A First Course in Numerical Analysis*. Mc Graw-Hill, Inc., 1965.
- [6] Dancea, I. *Programarea calculatoarelor numerice pentru rezolvarea problemelor cu caracter tehnic și de cercetare științifică*. Cluj, Editura Dacia, 1973.
- [7] Iordache, M. *Aplicarea teoriei grafelor de fluență pentru determinarea criteriilor de similitudine*. În: *Electrotehnica, Automatica și Electronica*, 23, nr. 4, mai 1975, p. 188-192.

CZ 621.374 : 621.391

CIRCUIT DE COMANDĂ
PERFORATOR DE BANDĂ

Interfața integrator box car-perforator de bandă

M. M. BĂLĂNESCU și E. MĂRĂCINEANU* — București

Interfața integrator box car-perforator de bandă generează semnalele electrice necesare perforatorului de bandă (model M 420, firma Tally), în funcție de comenzile de intrare furnizate de integratorul box car, cu voltmetrul său digital (firma Bruker), sau de comenzile manuale (fig. 1).

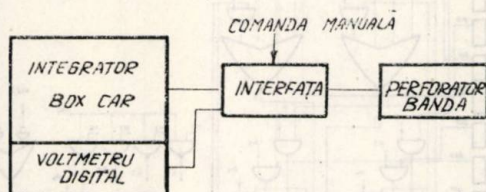


Fig. 1

Integratorul box car constă dintr-o memorie analogică, care păstrează pentru un timp mai îndelungat un eșantion dintr-un semnal de variație rapidă. Nivelul eșantionului de semnal memorat poate fi astfel înregistrat pe un inscripator sau măsurat cu un voltmetru digital lent. Rezultatul măsurătorii voltmetrului digital este afișat cu tuburi Nixie, fiind de asemenea disponibil la ieșire sub forma a patru cifre în cod BCD (1-2-4-8).

Perforatorul de bandă Tally are în construcția sa în întregime partea mecanică, care asigură deplasarea benzii și perforarea acesteia. Aceste mecanisme sînt acționate de bobine de 200 ohmi, care de asemenea se găsesc în interiorul perforatorului, însă fără circuitele de comandă ale acestora. Impulsurile necesare bobinelor: 48 V; 0,2 A; $4,5 \pm 5$ ms trebuie furnizate din exterior. Codul folosit pentru perforatorul de bandă este USA Standard Code for Interchange Information — ASCII.

Interfața integrator box car-perforator de bandă îndeplinește următoarele funcțiuni: perforază pe bandă la comandă manuală un caracter selectat cu ajutorul unui comutator disponibil la panou; efectuează avansul benzii la comandă manuală; perforază pe bandă, la un impuls de comandă, patru cifre în cod BCD, acceptate de la voltmetrul digital în următoarea ordine: un caracter (cel indicat de selectorul de caractere de la panou), prima cifră (cea mai semnificativă), cifra a 2-a, cifra a 3-a, cifra a 4-a (cea

mai puțin semnificativă) — de la voltmetrul digital și, la sfîrșit, un blank.

Îndeplinirea acestor funcțiuni este asigurată de: circuitul de formare a impulsului de comandă pentru acceptarea datelor și începerea perforării, circuitul de comandă a secvenței de perforare, circuitul de conversie a datelor de intrare din cod BCD în impulsuri în cod ASCII și circuitul care asigură puterea necesară impulsurilor furnizate perforatorului de bandă (fig. 2).

Schema circuitului de formare a impulsului de comandă pentru acceptarea datelor și începerea perforării (fig. 3), folosește două impulsuri de comandă la intrare: un impuls de comandă de la box car (IBxC) și un impuls de la voltmetrul digital (IVD) și scoate la ieșire un impuls de comandă (IC) a momentului acceptării

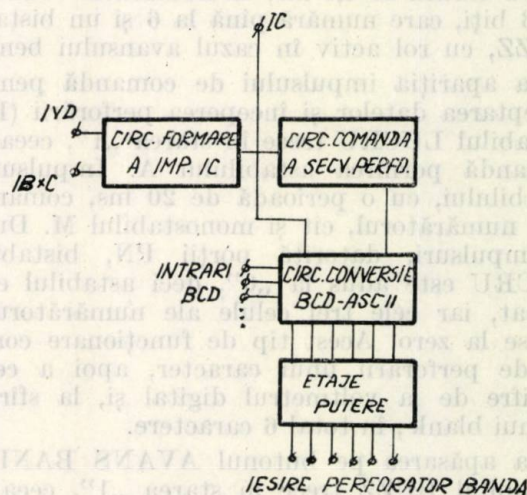


Fig. 2

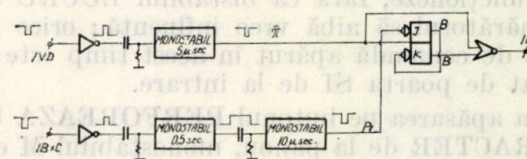


Fig. 3

datelor de intrare de către interfață și a începerii perforării benzii.

Impulsul de comandă de la box car indică, prin frontul său posterior că eșantionul de semnal a fost luat de către box car. Impulsul de comandă de la voltmetrul digital apare cu o perioadă de 20 ms și indică faptul că măsurătoarea tensiunii de la intrarea voltmetrului

* Ing. M. M. Bălănescu lucrează în cadrul Inst. de fizică atomică, iar E. Mărăcineanu, în cadrul Inst. de tehnologii nucleare.

digital a fost efectuată. Această măsurătoare exprimă 99,9% din valoarea treptei de tensiune aplicată la intrarea sa, numai după 0,5 s. Circuitul de formare a impulsului de comandă pentru acceptarea datelor și începerea perforării asigură această întârziere cu 0,5 s a impulsului de la box car, timp necesar voltmetrului digital pentru a măsura corect tensiunea de la ieșirea box car-ului. Impulsul unic rezultat la ieșire (IC) reprezintă coincidența dintre impulsul întârziat de la box car (PI) și impulsul de comandă de la voltmetrul digital (π).

Circuitul de comandă a secvenței de perforare (fig. 4) constă din următoarele părți principale: un bistabil LUCRU cu starea inițială prestabilă în „0”, un astabil comandat A, un monostabil cu durată de 4,5 ms, un numărător asincron cu 3 biți, care numără pînă la 6 și un bistabil BUZZ, cu rol activ în cazul avansului benzii.

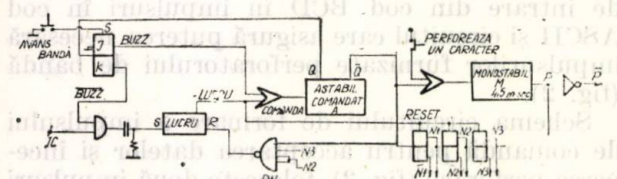


Fig. 4

lită în „0”, un astabil comandat A, un monostabil cu durată de 4,5 ms, un numărător asincron cu 3 biți, care numără pînă la 6 și un bistabil BUZZ, cu rol activ în cazul avansului benzii.

La apariția impulsului de comandă pentru acceptarea datelor și începerea perforării (IC), bistabilul LUCRU trece în starea „1”, ceea ce comandă pornirea astabilului A. Impulsurile astabilului, cu o perioadă de 20 ms, comandă atît numărătorul, cît și monostabilul M. După 6 impulsuri, datorită porții PN, bistabilul LUCRU este adus la „0”, deci astabilul este elocut, iar cele trei celule ale numărătorului aduse la zero. Acest tip de funcționare corespunde perforării unui caracter, apoi a celor 4 cifre de la voltmetrul digital și, la sfîrșit, a unui blank; în total 6 caractere.

La apăsarea pe butonul AVANS BANDA, bistabilul BUZZ trece în starea „1”, ceea ce face ca astabilul A și monostabilul M să înceapă să funcționeze, fără ca bistabilul LUCRU sau numărătorul să aibă vreo influență; orice impuls de comandă apărut în acest timp este inhibat de poarta SI de la intrare.

La apăsarea pe butonul PERFOREAZA UN CARACTER de la panou, monostabilul M este comandat o singură dată, ceea ce va corespunde perforării unui singur caracter.

Schema circuitului de conversie a datelor de intrare din cod BCD în impulsuri în cod ASCII (fig. 5) constă, în primul rînd, din circuitele de intrare: bistabilii D care memorează cele 4 cifre BCD provenite de la voltmetrul digital, la momentul apariției unui impuls de comandă (IC). Acest impuls de comandă este același cu cel de la intrarea circuitului de comandă a

secvenței de perforare. Cifrele sînt transformate din cod BCD în cod ASCII prin cablare. Circuitele SI și SAU prin care se face transferul lor la ieșirea circuitului de conversie de cod au rolul de a transforma accesul paralel, în serie. Aceasta corespunde ieșirii celor 4 cifre pe rînd și se efectuează cu ajutorul unor semnale P2,

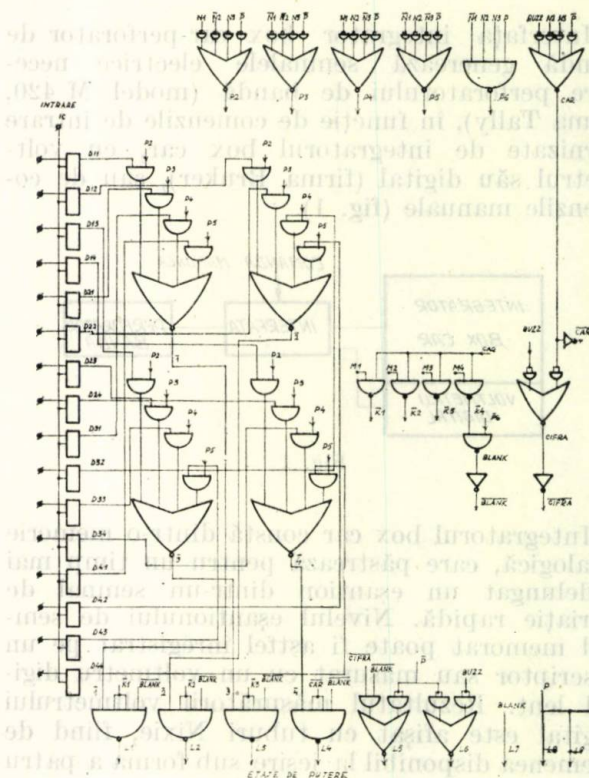


Fig. 5

P3, P4, P5, care apar secvențial în timp. Cum secvența de perforare a cifrelor trebuie să fie de forma: caracter, cifra 1, cifra 2, cifra 3, cifra 4, blank, semnalele P2, P3, P4, P5, corespunzătoare cifrelor trebuie să aibă ca corespundență starea a 2-a, a 3-a, a 4-a și a 5-a numărătorului asincron din circuitul de comandă. De exemplu, pentru prima cifră:

$$P2 = N1 + \overline{N2} + N3 + \overline{P} = \overline{N1} \cdot \overline{N2} \cdot \overline{N3} \cdot P$$

Coincidența cu P, adică cu impulsul de la monostabilul M, este obligatorie, deoarece semnalele L de ieșire trebuie să aibă o durată de 4,5 ms, cerută de perforatorul de bandă și aceeași sursă ca să se asigure sincronizarea perforării.

Pentru perforarea unei linii pe banda perforată este necesar un set complet de semnale L1, L2, L3 etc. Semnalul L1 = 1, înseamnă prezența perforației pe coloana 1, de pe bandă; semnalul L2 = 1 înseamnă prezența perforației pe coloana a 2-a de pe bandă etc. L9 și L10 au aceeași formă cu celelalte semnale L

și reprezintă semnalele necesare alimentării cu bandă și perforației de ghidare. Corespunzător lui P2, P3, P4 și P5, la ieșire L1 vor apare, pe rând, bitul 1 de la prima cifră, bitul 1 de la cifra a 2-a, bitul 1 de la cifra a 3-a și bitul 1 de la cifra a 4-a, respectiv :

$$\bar{1} = \bar{D11} \cdot P2 + D21 \cdot P3 + D31 \cdot P4 + D41 \cdot P5$$

Semnalele L trebuie să apară și în cazul perforării unui caracter în combinațiile impuse de semnalele K și Blank (care își au originea la comutatorul de panou) :

$$L1 = \bar{1} \cdot K1 \cdot \text{Blank} = 1 + K1 + \text{Blank}$$

Analog se constituie semnalele L2, L3, L4.

Celelalte semnale L sînt cablate în funcție de cerințele impuse de codul ASCII. Pentru a ușura înțelegerea schemei din figura 5, se prezintă caracterele din codul ASCII care pot fi perforate cu ajutorul interfeței în figura 6.

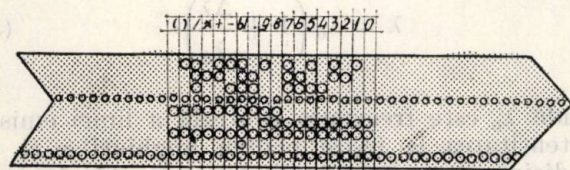


Fig. 6

Circuitele, care asigură puterea necesară a impulsurilor furnizate perforatorului de bandă, au la intrarea lor semnalele L, care trebuie aduse la parametrii ceruți de perforatorul de bandă : 48 V, 0,2 A (fig. 7).

Pentru protejarea circuitelor de comandă de tensiune de autoinducție a bobinelor, se pune în paralel cu acestea o diodă Zener de mare putere în impuls, care previne ca tensiunea pe tranzistorii finali să depășească cei 83 V ai diodei.

În serie cu fiecare bobină a perforatorului se află cîte o siguranță de 0,16 A pentru a proteja bobinele împotriva unei eventuale comenzi

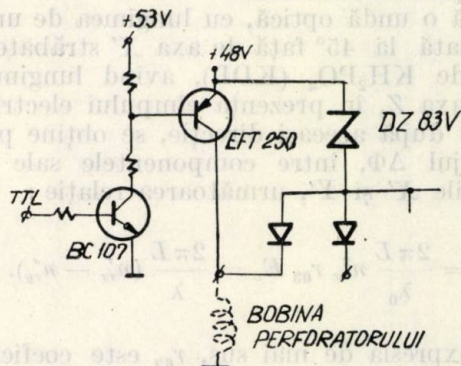


Fig. 7

continue de curent de 0,2 A, ceea ce ar duce la arderea acestora.

Construcția interfeței box car-perforator de bandă permite folosirea acestuia și pentru perforarea altor date decît cele provenind de la voltmetrul digital al box car-ului. Condiția compatibilității la intrarea interfeței este prezența a patru cifre în cod BCD și a unui impuls de comandă (IC) pentru acceptarea datelor și începerea perforării. În acest scop, deși în cazul folosirii aparatului ca interfață integrator box car-perforator de bandă, impulsul de comandă a acceptării datelor și a începerii perforării IC este un semnal intern, acesta a fost scos la panoul frontal pentru a avea un acces direct cu un impuls de comandă.

Interfața integrator box car — perforator de bandă a fost realizată cu componente de fabricație românească : în principal cu circuite integrate românești (porți NAND, NOR, bistabili MS, D), restul elementelor fiind realizate cu componente discrete.

CZ 621.39

CANAL ELECTROOPTIC
SUBPURTĂTOARE RADIO

Canal electrooptic de comunicații cu subpurtătoare radio modulată în frecvență

V. M. CĂTUNEANU, P. E. STERIAN și A. GH. PODOLEANU* — București

1. Introducere

Din ecuația lui Fresnel,

$$\frac{k_{nx}^2}{n_r^2 - \mu \epsilon_x} + \frac{k_{ny}^2}{n_r^2 - \mu \epsilon_y} + \frac{k_{nz}^2}{n_r^2 - \mu \epsilon_z} = \frac{1}{n_r^2}, \quad (1)$$

* Dr. ing. V. M. Cătuneanu, prof. șef de catedră, ing. P. E. Sterian și A. G. Podoleanu asistenți, lucrează în cadrul Inst. politehnic, Facultatea de electronică și telecomunicații.

cunoscută de la studiul propagării cîmpului electromagnetic în medii anizotrope, rezultă posibilitatea propagării simultane a două unde, liniar polarizate după direcții perpendiculare cu vitezele de fază $\bar{v}_{1,2} = \frac{c}{n_{r1,2}} \bar{h}_n$, $n_{r1,2}$, fiind soluțiile ecuației (1), iar $\bar{h}_n = \frac{\bar{h}}{|k|}$, vectori de undă unitari.

Să considerăm că mediul anizotrop este reprezentat printr-un cristal electrooptic uniax, de tip KH_2PO_4 , X , Y , Z , fiind axele principale ale elipsoidului indicilor.

Dacă o undă optică, cu lungimea de undă λ polarizată la 45° față de axa X' străbate cristalul de KH_2PO_4 (KDP), având lungimea L după axa Z , în prezența cîmpului electric E_z , aplicat după aceeași direcție, se obține pentru defazajul $\Delta\Phi$, între componentele sale după direcțiile X' și Y' , următoarea relație:

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi L}{\lambda_0} n_{rx}^3 r_{63} E_z = \frac{2\pi L}{\lambda} (n'_{rx} - n'_{ry}). \quad (2)$$

În expresia de mai sus, r_{63} este coeficientul electrooptic liniar, iar n'_{rx} și n'_{ry} sînt indicii de refracție după axele principale X' , Y' , ale cristalului cu cîmp electric aplicat.

Noul sistem de axe X' , Y' , Z' , rezultă ca fiind o rotație a vechiului sistem de axe principale X , Y , Z , ale elipsoidului indicilor, pentru cristalul fără tensiune electrică exterioară.

Relația (2) este fundamentală pentru studierea condițiilor de interacțiune cîmp electric — undă luminoasă în cristale de KH_2PO_4 .

În cazul aplicării pe cristal a unui cîmp electric de înaltă frecvență, interacția parametrică a celor trei unde, două din domeniul optic și una de radiofrecvență, este cunoscută sub numele de modulație [1, 5].

Efectul de modulație maxim se obține dacă în alegerea condițiilor experimentale sînt respectate cerințele teoremelor de conservare a energiei și impulsului.

2. Rezultate experimentale

Realizarea unui canal de comunicații folosind modulația electrooptică a fascicului laser, implică cunoașterea caracteristicilor de modulație oferite de cristalul de KH_2PO_4 , cu luarea în considerare a neliniarităților, a zgomotelor și a benzii de frecvență a acestuia.

Configurația experimentală simplificată a sistemului electrooptic de modulare și demodulare este prezentată în figura 1.

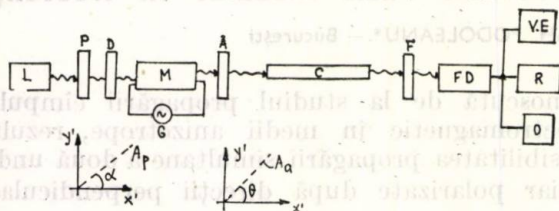


Fig. 1. Configurația experimentală simplificată a sistemului electrooptic de modulare și demodulare:

L — laser; P — polarizor; D — defazor optic; M — modulator electrooptic; A — analizor; C — canal de transmisie; F — filtru optic; FD — fotodetector; R — receptor; VE — voltmetru electronic; O — osciloscop; G — generator de excitație a modulatorului; A_p — direcția axei polarizorului; A_a — direcția axei analizorului.

Ținând seamă de așezarea elementelor în sistemul de modulare, se obține pentru intensitatea luminoasă la ieșirea acestuia expresia:

$$I_e = I_i \left[\cos^2(\theta - \alpha) - \sin 2\alpha \sin 2\theta \sin^2 \frac{\Delta\Phi}{2} \right], \quad (3)$$

unde I_i este intensitatea luminoasă la intrare, iar α și θ sînt unghiurile care dau pozițiile axelor polarizorului și respectiv analizorului, în raport cu cele ale cristalului cu cîmp electric aplicat. Pentru un semnal modulator sinusoidal, expresia părții dependente de timp a defazajului se scrie:

$$\Delta\Phi = K_m U_m \sin \Omega_m t = x \sin \Omega_m t. \quad (4)$$

Exprimînd instabilitatea frecvenței laser prin relația:

$$\lambda = \lambda_0 \left(1 + \frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} \right), \quad (5)$$

unde λ_0 este frecvența centrală a liniei emise, intensitatea la ieșire pentru unghiuri α și θ , judicios alese [5], se poate scrie sub forma:

$$I_e \simeq I_i \left\{ \frac{1}{2} J_1(x) \sin \Omega_m t - \frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} x \sin \Omega_m t \cdot [J_0(x) + 2J_2(x) \cos 2\Omega_m t] \right\}, \quad (6)$$

de unde rezultă pe frecvența Ω_m un semnal perturbator de forma:

$$s_z(t) = -\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} x [J_0(x) - J_2(x) \sin \Omega_m t]. \quad (7)$$

Datorită raportului $\frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}$ pentru valori mici ale lui x , $s_z(t)$ este neglijabil în raport cu semnalul util dat de expresia:

$$s_u(t) \simeq J_1(x) \sin \Omega_m t. \quad (8)$$

Pentru determinarea caracteristicii de frecvență a cristalului s-a utilizat configurația experimentală prezentată în figura 2.

Semnalul de frecvență variabilă al unui oscilator a fost aplicat atât la intrarea etajului de excitare a modulatorului, cît și direct la intrarea instalației de detecție. Asigurînd permanent egalitatea amplitudinii semnalului transmis pe fascicul laser cu cea a semnalului aplicat direct, cu ajutorul unui atenuator reglabil, și variînd frecvența semnalului dat de oscilator, s-au

putut face aprecieri asupra benzii de frecvență a cristalului [2, 3].

Astfel, atenuarea este mai mică de 3 dB pentru banda de frecvență 0–20 MHz, în limitele căreia s-au făcut determinările.

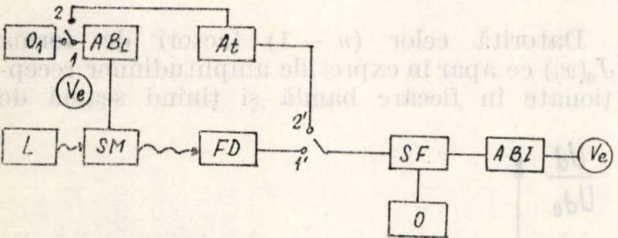


Fig. 2. Determinarea caracteristicii de frecvență a cristalului : L – laser; SM – sistem modulator; FD – fotodetector; O₁, O₂ – oscilatoare; ABL – amplificator de bandă largă; At – atenuator; SF – schimbător de frecvență; ABI – amplificator de bandă îngustă; V_e – voltmetru electronic.

Instalația electronică de modulare și demodulare cuprinde ca părți principale generatorul de excitație a modulatorului electrooptic, modulatorul de frecvență al subpurtătoarei și circuitele de demodulare a subpurtătoarei.

Generatorul de excitație a modulatorului trebuie să dea tensiuni suficient de mari, care să asigure un grad de modulație satisfăcător, în condițiile unor distorsiuni mici.

În acest scop s-a utilizat un montaj push-push, a cărui sarcină este constituită dintr-o pereche de circuite cuplate, pe circuitul secundar fiind montat în paralel cristalul de KDP, care se comportă ca o capacitate de câțiva picofarazi, cu un factor de calitate ridicat.

Circuitele cuplate permit ridicarea tensiunii în secundar de 1,6 ori, cu distorsiuni sub 1%.

Modulatorul de frecvență, a cărui schemă este dată în figura 3, este realizat pe principiul unui tranzistor de reactanță.

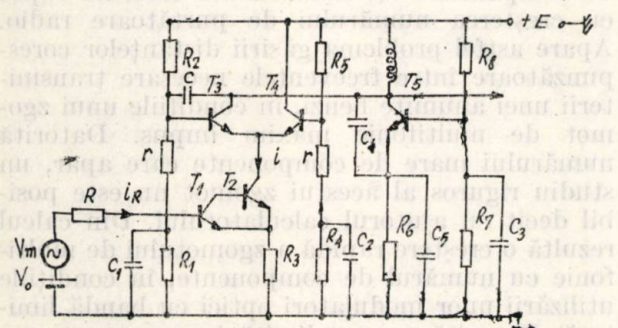


Fig. 3. Schema de principiu a modulatorului de frecvență.

Frecvența oscilatorului Colpitts (0,6 MHz), echipat cu tranzistorul T₅ este comandată de semnalul V_m aplicat pe baza tranzistorului T₁, care împreună cu T₂ formează un generator de curent constant, cu proprietatea că $i \approx i_R$, unde i este curentul furnizat de generatorul de curent constant, iar i_R , curentul de excitație obținut de la generatorul de modulare (fig. 3).

Schema este caracterizată de :

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} \approx - \frac{1}{8} \frac{C}{C_0 + C \left[1 + \frac{\gamma}{4} \frac{q}{KT} \cdot \frac{V_0 - U_{BE1}}{R + 2R_3} \right]} \cdot \frac{q}{kTR + 2R_3} U_m, \tag{9}$$

unde U_{BE1} este tensiunea emitor-bază a tranzistorului T₁, $C_0 = \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5}$, $\frac{KT}{q} = 25$ mV, iar r, C, R, R₃, C₄, C₅ sînt indicate pe schema din figura 3 și se obțin din considerente de proiectare.

Caracteristica de modulație a modulatorului de frecvență este prezentată în figura 4.

Semnalul de audiofrecvență se aplică modulatorului prin intermediul a trei etaje (un etaj bootstrap și două etaje de amplificare), care realizează caracteristica de preaccentuare ne-

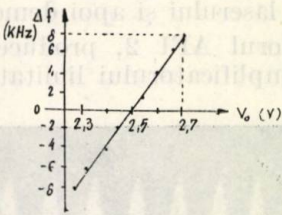


Fig. 4. Caracteristica de modulație a modulatorului de frecvență.

cesară cu constanta $\tau = 75$ μs, și fac posibilă obținerea unei deviații de frecvență de 6 kHz, pentru un semnal cu amplitudinea de 80 mV și frecvența de 1 kHz.

Frecvența de 4,8 MHz a subpurtătoarei radio se obține prin dublarea succesivă a frecvenței de 0,6 MHz.

Receptorul de tip heterodină conține, pe lângă blocurile necesare detecției optice și demodulării, un număr suplimentar de etaje cu ajutorul cărora se realizează (în laborator) reglajul optim al părții de emisie a sistemului (fig. 5).

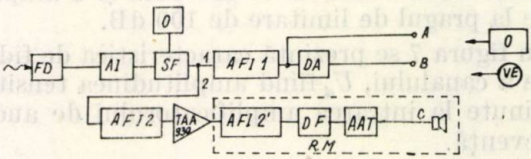


Fig. 5. Lanțul electronic folosit la recepție : FD – fotodetector; AI – amplificator de intrare; SF – schimbător de frecvență; O – oscilator; AFI 1 – amplificator de frecvență intermediară 455 kHz; AFI 2 – amplificator de frecvență intermediară 10,7 MHz; DA – demodulatorul de anvelopă; DF – demodulatorul de frecvență; AAF – amplificator de audiofrecvență; O – osciloscop; VE – voltmetru electronic; RM – radioreceptor.

Pentru efectuarea de măsurări asupra canalului, în condiții de laborator, unde părțile de emisie și recepție ale canalului se pot influența

reciproc, amplificatorul de intrare este realizat într-un montaj cu baza comună, pentru a se asigura o impedanță de intrare cât mai mică [6].

Tot în vederea diminuării influenței zgomotului asupra proceselor de măsură, în schemă s-a prevăzut o a doua frecvență intermediară de 455 kHz, care permite obținerea unei benzi de trecere mult mai mici, tensiunea eficace de zgomot fiind proporțională cu rădăcina pătrată a benzii. Datorită benzii înguste a etajului AFI 1 ($B(3 \text{ dB}) = 9 \text{ kHz}$) pe calea 1, lanțul electronic de recepție este folosit și pentru reglaj, utilizându-se pentru aceasta ieșirea A. În acest scop se caută maximul indicației voltmetrului electronic conectat la ieșire.

Forma de undă a semnalului recepționat, modulat în intensitate, este prezentată în figura 6.

Pe calea 2, semnalul de 4,8 MHz, modulat în frecvență este amplificat, limitat în vederea înlăturării modulației parazite de amplitudine datorată în cea mai mare parte zgomotului de fluctuație al laserului și apoi demodulat.

Amplificatorul AFI 2, produce intrarea în limitare a amplificatorului limitator TAA 930.

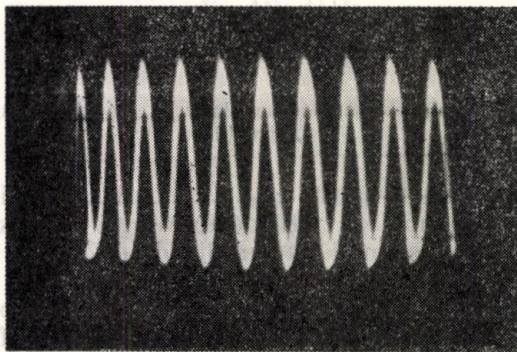


Fig. 6. Forma de undă a semnalului de 4,8 MHz, nemodulat, transmis pe fascicul laser.

Blocurile AFI 2, DF și AAF fac parte dintr-un radioreceptor Mondial.

Receptorul asigură pe frecvența intermediară de 10,7 MHz o bandă de 120 kHz și o amplificare la pragul de limitare de 100 dB.

În figura 7 se prezintă caracteristica de fidelitate a canalului, U_d fiind amplitudinea tensiunii obținute la intrarea amplificatorului de audio-frecvență.

În continuare vom face unele considerații privind influența neliniarităților sistemului de modulare, în procesul de transmisie simultană a mai multor subpurtoare radio, pe un singur fascicul laser, în vederea utilizării eficiente a benzii modulatorului [4].

Aplicând pe cristalul modulator mai multe semnale de frecvențe $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$, ca urmare a relației (3), rezultă pentru amplitudinea sem-

nalului ce se recepționează pe frecvența ω_i expresia :

$$A_i = J_1(x_i) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n J_0(x_j). \quad (10)$$

Datorită celor $(n-1)$ factori de forma $J_0(x_j)$ ce apar în expresiile amplitudinilor recepționate în fiecare bandă și ținând seamă de

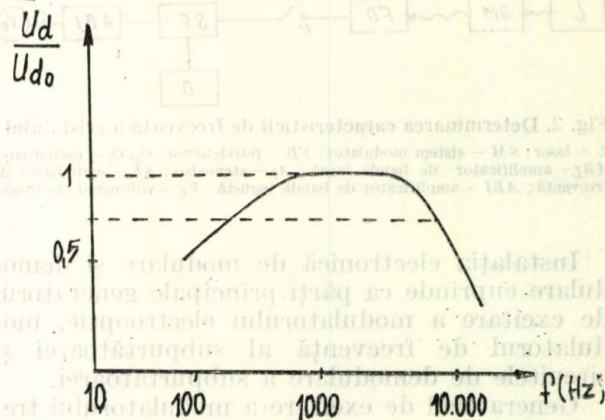


Fig. 7. Caracteristica de fidelitate a canalului.

inegalitatea $x_i < 1$, rezultă scăderea importantă a acestora, cu creșterea numărului de purtoare.

Pe lângă componentele utile de frecvența ω_i apar și componente cu frecvențe sub forma unor combinații ale acestora :

$$\omega_c = \sum_{i=1}^n \pm C_i \omega_i \quad \sum_{i=1}^n |C_i| = 2k+1 \quad k \in N. \quad (11)$$

Pentru două purtoare ω_1 și ω_2 se obțin 33 de componente ω_c , numărul lor crescând rapid cu creșterea numărului de purtoare radio. Apare astfel problema găsirii distanțelor corespunzătoare între frecvențele necesare transmiterii unei anumite benzi, în condițiile unui zgomot de multifonie maxim impus. Datorită numărului mare de componente care apar, un studiu riguros al acestui zgomot nu este posibil decât cu ajutorul calculatorului. Din calcul rezultă o creștere rapidă a zgomotului de multifonie cu numărul de componente, în condițiile utilizării unor modulatori optici cu bandă limitată. Datorită acestor limitări, pentru creșterea în continuare a numărului de canale transmise pe aceeași purtoare laser, se recurge la metodele de multiplexare optică.

3. Concluzii

Deși are dezavantajul unei benzi de frecvență mai mari în comparație cu modulația de amplitudine, modulația de frecvență a subpurtoarei radio este foarte indicată în cazul comunicațiilor cu laseri, datorită zgomotelor speci-

face canalului optic, care afectează purtătoarea laser modulată în intensitate.

Utilizarea modulației de frecvență în cazul canalului de transmisie experimentat, a condus la un raport semnal — zgomot, satisfăcător, comparabil cu cel obținut în sistemele de comunicații convenționale în banda UUS.

În ceea ce privește protecția asupra zgomotului, modulația de impulsuri oferă, alături de modulația de frecvență, o altă posibilitate avantajoasă de realizare a sistemelor optice de transmisie.

Utilizarea conjugată optimă a posibilităților de multiplexare electronică și optică a canalelor, în condițiile premiselor reale de gre-fare și adaptare a metodelor și echipamentelor de comunicații existente la noile tehnologii, va determina exploatarea avantajoasă a capacității de transmisie, potențial uriașă, a canalului optic.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Arecchi F. T. & E. O. Schultz, Du Bois. *Laser Handbook*. North Holland Publ. Co., 1972.
- [2] Sterian, P., Podoleanu, A. *Communications System by Pulse Modulation of a Laser Carrier*. In: *Revue Roumaine de Physique*, Tome 20, No. 3, Bucarest, 1975, p. 309—310.
- [3] Cătuneanu, V., Sterian, P., Vlad, V. *Sistem acustooptic de deflexie a fasciculului laser*. În: *Lucrările primei conferințe internaționale de telecomunicații*, București, noiembrie 1971, și în: *Postă și telecomunicații*, anul II, 16, nr. 5, mai 1972, p. 217—220.
- [4] Toyoda, K., Namha, S. *Modulation of the Optical Guided Wave by uv Light and Electron Beam Excitation*. În: *Journal of Vacuum Science & Technology*, No. 10, 1973, p. 941—943.
- [5] Sterian, P. *Prelucrarea optoelectronică a informației*, vol. I (Fizica sistemelor optoelectronice). Atelierele poligrafice IPB, 1974, 367 pag.
- [6] Lévine, B. *Fundaments théorétiques de la radioélectronique statistique*. Moscova, Editions M.I.R., 1974.

CZ 621.316.5

CIRCUIT DE COMANDĂ NUMERICĂ
MOTOR PAS CU PAS

Sinteza tranzlatorului pentru motorul pas cu pas

GHEORGHE TOACȘE* — Brașov

1. Introducere

Elementele componente ale sistemelor actuale de comandă și reglare sînt tot mai frecvent cu funcționare cifrică. Această tendință devine necesitate în cadrul proceselor conduse prin calculator. Dar, instalațiile tehnologice realizează o legătură analogică între intrare și ieșire; rezultă că este necesar ca aceste instalații să fie precedate de un convertor cifric-analogic. Pentru acest scop de convertor electromagnetic cifric-analogic singurul element, descoperit de aproape o sută de ani, dar utilizat numai în ultimii 10—15 ani, este motorul pas cu pas.

Simplificat prezentat motorul pas cu pas (MPP) este un motor sincron, la care fazele indusului sînt alimentate discret în timp, rezultînd în întrefier un cîmp magnetic cu o deplasare în salturi. Rotorul se va roti ocupînd poziția de suprapunere a axelor polilor N -rotor cu S -stator (sau invers) pentru MPP cu rotorul activ, sau poziția de reluctanță minimă la MPP parametric, adică poziționarea în axa care corespunde energiei magnetice maxime în întrefier. Schema-bloc a circuitului de comandă care realizează secvențele de alimentare a fazelor este reprezentată în figura 1.

Pentru fiecare impuls de tact aplicat la intrare rotorul va executa un pas. Transformarea informației dintr-un cod unitar (aplicată la intrare) într-o anumită secvență de alimentare

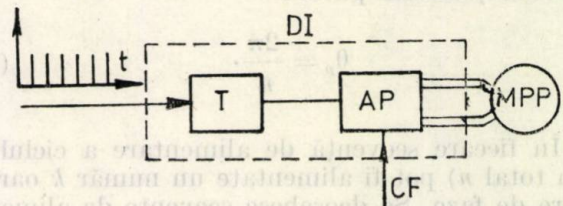


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului de comandă în buclă deschisă pentru MPP;

DI — distribuitorul de impulsuri; T — tranzlator; AP — amplificatorul de putere; CF — comanda de forțare.

este realizată de circuitul tranzlator (T). Pentru MPP cu puteri pînă la ordinul watt alimentarea fazelor se realizează direct de la tranzlator, lipsind amplificatorul de putere AP. Pentru performanțe dinamice superioare (neglijarea constantei de timp electromagnetice a înfășurării) se utilizează uneori o forțare a comenzii [3] [6].

În această lucrare se prezintă metode de sinteză a tranzlatorului pentru orice tip de MPP, tranzlatoarele fiind realizate sub forma de generator de secvență binară sau generator m -stabil. Sinteza tranzlatorului în literatură este tratată sumar și doar pentru cazuri particulare [2], [3], [6], [7].

* Ing. Gh. Toacșe este șef de lucrări la Catedra de electrotehnică, Universitatea din Brașov.

2. Modalități de alimentare a fazelor motorului pas cu pas

Într-o formă generală, pentru explicație, MPP poate fi reprezentat prin m bobine (faze) repartizate uniform pe circumferința statorică (fig. 2).

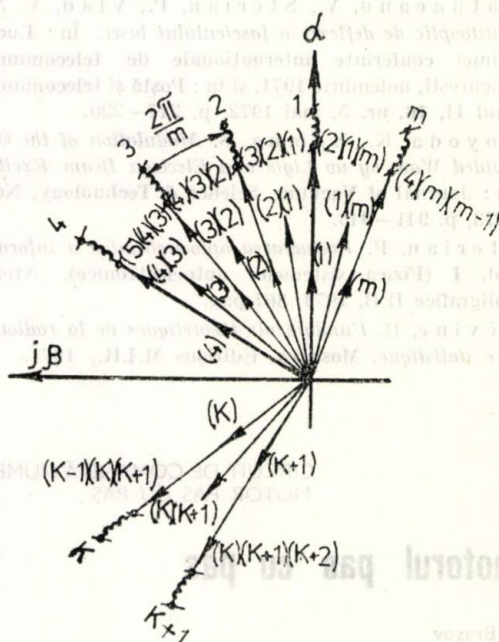


Fig. 2. Reprezentarea vectorului spațial al tensiunilor de comandă $V(\gamma)$.

Prin aplicarea a n impulsuri de tact, cimpul în întrefier parcurge (prin salturi) 2π grade electrice, rezultă pasul :

$$\theta_p = \frac{2\pi}{n} \quad (1)$$

În fiecare secvență de alimentare a ciclului (în total n) pot fi alimentate un număr k oarecare de faze. Se deosebesc secvențe de alimentare uniforme, cind numărul de faze de la secvență la secvență rămâne constant ($k - k - k \dots$), rezultind n poziționări ($n = m$) sau variază (în general cu 1; $k - (k - 1) - k - (k - 1) \dots$), ceea ce corespunde secvențelor de alimentare neuniforme, rezultind n poziționări ($n = 2m$). Într-un plan complex ($\alpha, j\beta$) se poate considera un vector spațial al tensiunii de alimentare a fazelor $U(\gamma)$ de modul U_b (egal cu suma geometrică a celor k faze alimentate simultan) și a cărui direcție și sens coincide cu axa tensiunii magnetomotoare din întrefier, produsă prin alimentarea celor k faze :

$$U(\gamma) = U_b e^{j(N)}; \quad (2)$$

$$\gamma(N) = \left[\gamma_0 + \varepsilon \sum_{N_i=1}^{\infty} \theta_p \cdot u(N - N_i) \right], \quad (3)$$

unde

γ_0 este valoarea inițială egală cu zero pentru secvențe uniforme impare și cu $\frac{\pi}{m}$, pentru secvențe uniforme pare ;

$\varepsilon = \pm 1$ — variabilă care corespunde celor două sensuri de rotație ;

N — numărul de impulsuri aplicat la tranzlator ;

$u(N - N_i)$ — funcția treaptă unitară,

$$\begin{cases} = 0 & \text{pentru } N_i > N \\ = +1 & \text{pentru } N_i < N \end{cases}$$

Mai intuitiv decît vectorul $U(\gamma)$ pentru descrierea modului de alimentare a fazelor, se propune [8] matricea secvențelor de alimentare a fazelor motorului pas cu pas $S_n^{m(k,k-1)}$:

$$S_n^{m(k,k-1)} = \begin{matrix} & \overbrace{\hspace{2cm}}^{k \text{ coloane}} \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 1 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad (4)$$

faza alimentată este notată cu 1.

$S_n^{m(k,k-1)}$ este o matrice de dimensiune $n \times m$, în care fiecare linie i indică secvența de alimentare pentru al i -lea impuls de tact și fiecare coloană j reprezintă alimentarea fazei j pentru toate cele n impulsuri de tact; k reprezintă numărul de faze conectate simultan pentru fiecare impuls de tact. Se observă că pentru secvențe uniforme $n = m$ se poate scrie o matrice de dimensiune $m \times m$:

$$S_m^{m(k)} = S_m^{(k)}. \quad (5)$$

3. Tranzlatorul sub formă de generator de secvență binară

Un generator de secvență binară [4], care să poată fi utilizat ca tranzlator, se compune dintr-un numărător binar reversibil și o matrice de decodificare (fig. 3).

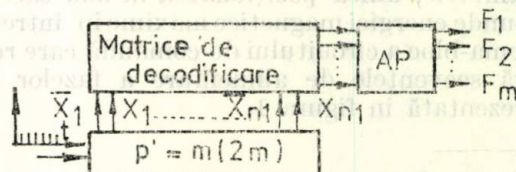


Fig. 3. Generator de secvență binară.

Pentru sinteza număratorului reversibil cu factorul de divizare $p = n$ se utilizează relația [5]:

$$p = 2^{n_1} \left[1 - \sum_{K=1}^s 2^{-m_K} \right], \quad (6)$$

cu condiția:

$$2^{n_1} \geq p,$$

unde:

- n_1 este numărul de celule binare;
- s — numărul de bucle de reacție adiacente;
- m_K — numărul de celule binare care compun bucla K .

Rezultă în general mai multe structuri după cum se alege cele K bucle de reacție.

Matricea de decodificare are ca variabile de intrare $X_2, \bar{X}_2; X_2 \bar{X}_2 \dots X_{n_1}, \bar{X}_{n_1}$, care sînt cele n_1 perechi ale ieșirilor din numărator. Valorile termenilor matricei de decodificare $[D]$ de dimensiune $m \times p$ se deduc din relația:

$$[F] = [D] \cdot [X], \quad (7)$$

unde:

$$[F] = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ \vdots \\ F_m \end{bmatrix}; [X] = \begin{bmatrix} P_0 \\ P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_{p-1} \end{bmatrix} \text{ sau } \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \vdots \\ S_{p-1} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Pentru al i -lea impuls de tact matricea $[F]$ este identică cu linia i din matricea $S_n^{(k, k-1)}$. La fel pentru al i -lea impuls, termenii matricei $[X]$ sînt identici cu termenii P sau S ai număratorului reversibil cu factorul de divizare p .

Pentru un MPP cu matricea secvențelor $S_8^{(4,1)}$ rezultă după această metodă un numărator reversibil cu $p = 8$, $s = 0$, $n_1 = 3$ și o matrice de decodificare:

$$[D] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix},$$

care este realizată sub forma SI-SAU cu diode în figura 4.

Acest tip de tranzlator se utilizează în general pentru secvențe de alimentare neuniforme și n relativ mare ($n > 8$). Pentru un n mai mic în loc de numărator binar de p se recomandă un numărator în inel reversibil sau un registru de deplasare cu reciclare reversibil. La secvențe de alimentare uniforme, uneori, matricea de decodificare poate lipsi, ieșirile inelului sau regis-

trului de deplasare fiind intrările la amplificatorul de putere (AP). Un tranzlator simplu foarte des întâlnit și realizat cu circuite TTL [6] [7] este pentru $S_4^{(2)}$; această simplitate (2 celule bistabile) rezultă prin faptul că $F_1 = \bar{F}_3$; $F_2 = \bar{F}_4$.

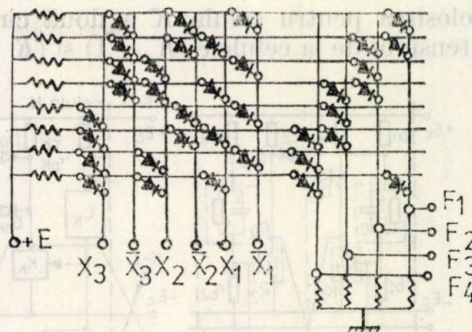


Fig. 4. Matricea de decodificare pentru $S_8^{(4,1)}$.

4. Tranzlatorul sub formă de generator n-stabil

Este normal ca pentru realizarea tranzlatoarelor pentru orice matrice a secvențelor de alimentare să se găsească o celulă elementară, care să fie elementul constitutiv unic al tranzlatorului, sigură în funcționare chiar cu sarcină inductivă. Celula trigger bistabil nu este potrivită pentru asemenea scopuri din următoarele motive. Tensiunea pe sarcină este relativ mică în cazul în care realizează reacții cu alte celule ale tranzlatorului. Totodată tensiunea pe sarcină depinde de coeficientul de saturație al tranzistorului și de coeficientul de amplificare în curent pentru conexiunea emitor-comun. Din aceleași motive nu este indicată nici folosirea celulei trigger asimetric [1].

Celula necesară pentru sinteza tranzlatorului derivă tot dintr-o celulă trigger, înlăturând inconvenientele arătate, prin realizarea unei reacții pozitive auxiliare în curent continuu din colectorul tranzistorului T_1 , în baza tranzistorului T_2 și, respectiv, din colectorul lui T_2 în baza lui T_1 , prin diode. În funcție de sensul de conectare a diodelor spre tranzistorul comandat acesta se comandă spre regimul de saturație și menținerea în acest regim sau numai spre regimul de blocare și menținerea în acest regim. În figura 5a cuplajul din colectorul lui T_1 spre baza lui T_2 se face prin dioda D_{21} și circuitul de cuplaj C_2 și din colectorul lui T_2 spre baza lui T_1 prin dioda D_{12} și circuitul de cuplaj C_1 , reacția existind numai pentru trecerea și menținerea tranzistorului în stare de blocare.

Prin circuite SI realizate din (D_1, C_2, r_{21}) , (D_2, C_{12}, r_{12}) impulsurile exterioare pentru comandă sînt distribuite pe baze. Jumătate din circuitul bistabil clasic cu modificările arătate este un amplificator cu saturație, dar cu mai mică dependență în funcționare față de cea-

laltă jumătate a bistabilului, formind celula de bază care intră în componența tranzlatorului, reprezentată simbolic în figura 5b.

Se poate obține un generator n -stabil, dacă se inseriază n —astfel de celule, după cum este arătat în figura 5c. Reversarea sensului de ciclare al cuvîntului în tranzlator se realizează prin folosirea pentru celula K a două circuite SI cu tensiuni de la celulele $(K-1)$ și $(K+1)$.

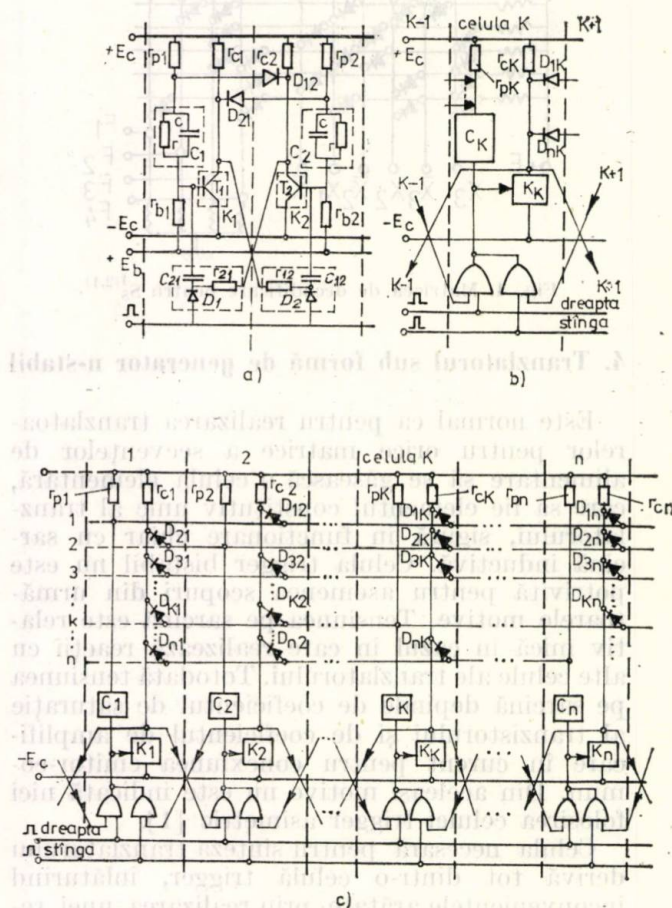


Fig. 5. Generator n -stabil:

a — schema electrică a celulei elementare; b — reprezentare simbolică; c — generatorul n -stabil.

Notăția diodelor D_{ij} se face în felul următor: primul indice i arată că se conectează anodul la circuitul bazei tranzistorului (celulei) i și al doilea indice arată colectorul tranzistorului (celulei) j , la care se conectează catodul.

Problema sintezei tranzlatorului constă în găsirea diodelor necesare în schema tranzlatorului, pentru ca aceasta să realizeze o anumită matrice a secvențelor de alimentare.

Se definește o matrice a tranzlatorului $[X_{ij}]$, $i, j = 1 \dots n$, care este o matrice de dimensiunea $n \times n$, în care fiecare linie i indică secvența înscrisă în tranzlator la impulsul de tact i și fiecare coloană j indică stările celulei j , la toate cele n impulsuri ale ciclului (se notează cu 1 celula în conducție).

Pentru secvențe de alimentare uniforme matricea tranzlatorului este identică cu matricea secvențelor de alimentare:

$$[X_{ij}] = S_m^{(k)}. \quad (8)$$

Se poate deduce matricea $B_m^{(k)}$ care este matricea simetrică a tranzlatorului, adică pentru fiecare termen b_{ij} care are valoarea 1 se introduce egal cu 1 și termenul simetric față de diagonala principală b_{ji} , astfel:

$$\forall x_{ij} = \{x_{ij} | x_{ij} \in [X_{ij}], \quad x_{ij} = 1 \begin{cases} b_{ij} = 1 | b_{ij} \in B_m^{(k)} \\ b_{ji} = 1 | b_{ji} \in B_m^{(k)} \end{cases} \quad (9)$$

Din matricea simetrică se deduce matricea diodelor prin negare:

$$D_m^{(k)} = \bar{B}_m^{(k)}. \quad (10)$$

Pentru termeni $d_{ij} = 1$ ai matricei $D_m^{(k)}$ corespunde o diodă în legăturile de reacție ale tranzlatorului. Pentru exemplificare se deduce tranzlatorul pentru motorul cu patru faze și alimentare uniformă cu două faze simultan, adică pentru matricea secvențelor de alimentare $S_4^{(2)}$:

$$S_4^{(2)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = [X] \rightarrow B_4^{(2)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix};$$

$$D_4^{(2)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

deci există diodele D_{13} , D_{24} ; D_{31} ; D_{42} , rezultînd schema din figura 6.

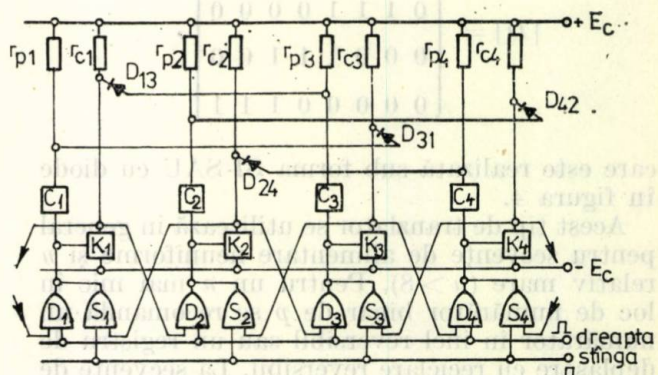


Fig. 6. Tranzlator pentru matricea secvențelor de alimentare $S_4^{(2)}$.

Pentru sinteza tranzlatorului care să realizeze matrice de secvențe de alimentare neuniforme $S_n^{m(k,k-1)}$, metoda de sinteză este următoarea :

$$[X_{ij}] = S_n^{(k)} \rightarrow B_n^{(k)}, \quad (11)$$

rezultind matricea diodelor :

$$D_n^{(k)} = \bar{B}_n^{(k)}. \quad (12)$$

Ieșirea pentru faza F_k se face printr-o poartă SAU, realizată pe o rezistență comună de colector pentru celulele K și $K+1$ și două diode ca în figura 7. Pentru exemplificare se deduce matricea diodelor pentru $S_8^{4(2,1)}$:

$$S_8^{4(2,1)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[X] = S_8^{(2)} = \begin{bmatrix} 11000000 \\ 01100000 \\ 00110000 \\ 00011000 \\ 00001100 \\ 00000110 \\ 00000011 \\ 10000001 \end{bmatrix} \rightarrow B_8^{(2)} = \begin{bmatrix} 11000001 \\ 11100000 \\ 01110000 \\ 00111000 \\ 00011100 \\ 00001110 \\ 00000111 \\ 10000011 \end{bmatrix}$$

$$D_8^{(2)} = \begin{bmatrix} 00111110 \\ 00011111 \\ 10001111 \\ 11000111 \\ 11100011 \\ 11110001 \\ 11111000 \\ 01111100 \end{bmatrix}$$

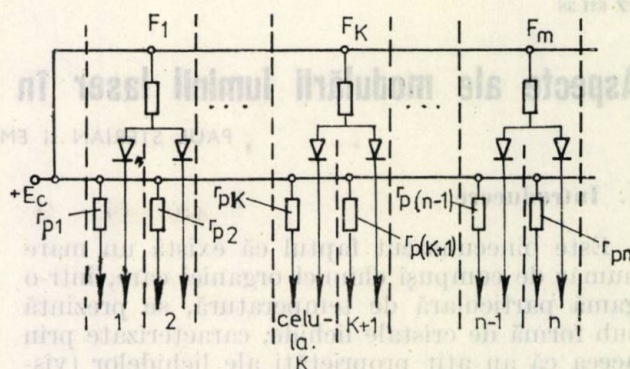


Fig. 7. Realizarea circuitelor SAU pentru matricea $S_n^{m(k,k-1)}$.

5. Concluzii

Fiind dat modul de alimentare a fazelor MPP prin metode sistematice, se proiectează tranzlatorul necesar. Pentru descrierea modului de alimentare a fazelor se introduce noțiunea de matricea secvențelor de alimentare a fazelor MPP. Plecînd de la matricea secvențelor, se propun două metode de sinteză ; tranzlator sub formă de generator de secvență binară sau tranzlator sub formă de circuit n -stabil. Se recomandă sinteza tranzlatorului sub forma de generator n -stabil, deoarece : 1 — se folosește aceeași celulă elementară pentru orice tip de tranzlator ; 2 — metoda de sinteză se reduce la un simplu calcul de matrice.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Lipman, P. A. *Poluprovodnikovye rele*. Leningrad, Biblioteka po avtomatike, 1963, p. 45—60.
- [2] Sirotin, A. A., Kireev, V. V. *Unifițirile tranziționale raspreditelor impulsurilor dlia upravleniya șagovimi electriceskimi dvigateliami*. In : *Elektricitstvo*, nr. 2, 1965, p. 35—41.
- [3] Cilikin, H. G. *Diskretnii elektroprivod si șagovimi dvigateliami*. Moscova, Energhia, 1971, p. 220—226.
- [4] Yoahan — Chu. *Bazele proiectării calculatoarelor numerice*. București, Editura tehnică, 1965, pag. 394—394.
- [5] Săvescu, M. *Circuite electronice*, vol. 2. București, Editura tehnică, 1969, p. 380—403.
- [6] Saunier, Gh. *Motoare pas cu pas și tehnica lor de comandă*. In : *BIT, Electrotehnica*, nr. 7, 1973, p. 24—37.
- [7] Fleming, D. V. *Use MSI to control stepping motor*. In : *Control Engineering*, sep 1969, p. 76—80.
- [8] Toacșe, G. *Translator design of the stepping motor*. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, mai 1975, p. 228—231.

CZ 621.38

MODULAREA LUMINII
DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

Aspecte ale modulării luminii laser în dispozitivele cu cristale lichide nematice

PAUL STERIAN și EMIL SOFRON* — București

1. Introducere

Este binecunoscut faptul că există un mare număr de compuși chimici organici care, într-o gamă particulară de temperatură, se prezintă sub formă de cristale lichide, caracterizate prin aceea că au atît proprietăți ale lichidelor (viscozitate, unirea picăturilor prin contact, fluiditate), cît și proprietăți proprii substanțelor cristaline (anizotropia constantei dielectrice și elastice, a susceptibilității magnetice, a indicelui de refracție, precum și a conductibilității electrice și termice), prezentînd din această cauză o serie de efecte electrooptice caracteristice [1]. De exemplu, fenomenul electrooptic de *împrăștiere dinamică* a luminii incidente (cunoscut foarte bine din literatura de specialitate), este consecința directă a tranzitului de ioni prin stratul subțire de cristal lichid nematic, dopat cu impurități. Simultan cu efectele de tranzit ale ionilor, moleculele neutre de cristal lichid tind să se alinieze în cîmpul aplicat, fiind de natură polară [1, 2]. De fapt, împrăștierea dinamică a luminii se explică ușor prin fluctuațiile termice de aliniere moleculară în cîmp electric și totodată prin modificarea indicelui de refracție local.

De asemenea, cristalele lichide sînt caracterizate de o valoare ridicată a birefringenței care prezintă creșteri însemnate, pentru structurile în care moleculele sînt paralele cu suprafața electrodului [3, 4].

Datorită faptului că proprietățile arătate mai sus nu sînt întîlnite decît în această stare de cristal lichid (sau de mezofază), o caracteristică de bază (menționată la început) a substanțelor mezomorfe este dată de domeniul de mezomorfism $T_1 - T_2$, unde T_1 este temperatura de tranziție a acestora la starea solidă și T_2 — temperatura de tranziție la starea de lichid izotrop.

În cele ce urmează efectele electrooptice de modificare a proprietăților de absorbție, reflexie și transmisie a luminii, precum și cel de birefringență, vor fi analizate din punctul de vedere al posibilităților de modulare a luminii laser, într-o serie de dispozitive electrooptice, comandate prin modificarea uneia din caracteristicile cîmpului electric aplicat, cum ar fi intensitatea, frecvența etc. În experimentările făcute s-a utilizat compusul organic MBBA (metoxi-benziliden butil-anilină), aparținînd clasei de cristale lichide nematice.

* Ing. P. Sterian este asistent la Catedra de fizică și ing. E. Sofron, la Catedra de dispozitive, circuite și aparate electronice a I. P.-București.

2. Determinarea caracteristicilor funcționale ale unor dispozitive cu cristale lichide*

Dispozitivele cu cristale lichide, utilizate, au fost realizate prin dispunerea unui strat subțire de MBBA, între doi electrozi metalici transparenți de SnO_2 , depuși pe suporturi de sticlă. Structura a fost închisă etanș cu o rășină organică care nu reacționează cu MBBA, grosimea stratului de cristal lichid fiind controlată cu ajutorul unor distanțori din material de tip Mylar.

Caracteristicile funcționale ale unor astfel de dispozitive, determinate de noi, se referă la :

- comportarea în cîmp electric continuu și alternativ, precum și la proprietățile de birefringență ;
- dependența de lungimea de undă optică ;
- răspunsul în frecvență.

Curbele care dau dependența intensității luminii transmise în funcție de cîmpurile electrice continue și alternative aplicate pe cel mai reprezentativ dispozitiv din cele măsurate, $I_t = f(U-)$ și $I_t = f(U\sim)$, sînt prezentate în figura 1.

Pentru zona de tranziție de la starea transparentă la starea opacă rezultă o lărgime de aproximativ 1 V, în jurul tensiunii de prag U_p . Cauza principală a variației puternice a transmisiei cu cîmpul electric aplicat, o constituie fenomenul cunoscut sub denumirea de *împrăștiere dinamică a luminii*, care apare atît datorită tranzitului de ioni prin cristallul lichid în prezența cîmpului, cît și tendințelor de aliniere în cîmp a moleculelor neutre de cristal lichid, corelate cu fluctuațiile termice de aliniere moleculară ; acestea sînt evidențiate prin două moduri principale de oscilație (îndoire plus despicare și îndoire plus rotire), caracterizate de amplitudinile unghiulare $\theta_{1,2}^{**}$, din a căror mediere statistică rezultă intensitatea fenomenului de *împrăștiere dinamică*. Împrăștierea dinamică a luminii este, de asemenea, puternic influențată de prezența impurităților existente

* Deși prezentarea se referă la caracteristicile unui singur dispozitiv cu cristal lichid nematic, totuși acesta este cel mai reprezentativ pentru clasa de dispozitive încercate de autori în experiențe de modulare a luminii laser. De fapt, măsurările efectuate pe fiecare dintre ele se reproduc calitativ și aceasta justifică generalizarea rezultatelor obținute și prezentarea lor în forma actuală.

** Pe baza teoremei echipartiției energiei rezultă $\theta_{1,2} = \sqrt{K_B \cdot T / K_{1,2}(k)}$, unde K_B este constanta lui Boltzmann ; $K_{1,2}(k)$ — constantele elastice generalizate asociate cu modurile de oscilație prin îndoire și despicare, respectiv prin îndoire și rotire ; k — numărul de undă asociat fluctuațiilor termice de aliniere moleculară ; T — temperatura absolută.

în cristalul lichid prin procesul de sinteză chimică sau introduse în mod controlat [3].

Din compararea formală a caracteristicilor experimentale prezentate în figura 1, în curent continuu și alternativ (50 Hz), se constată diferențe neînsemnate la trecerea de la un re-

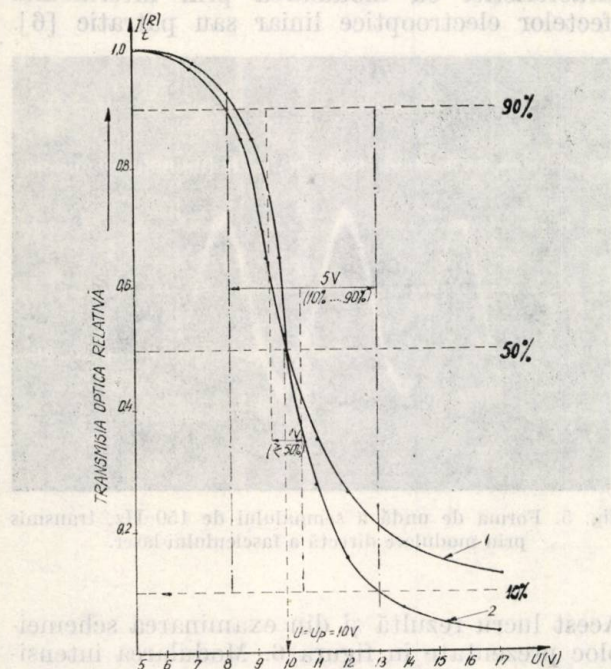


Fig. 1. Transmisia optică relativă în funcție de tensiunea continuă (curba 1) și alternativă de 50 Hz (curba 2), aplicată pe dispozitivul cu cristal lichid.

gim de funcționare la altul, atât în privința tensiunii de prag, cât și în privința lărgimii zonei de tranziție și a sensibilității maxime. Cu toate acestea funcționarea în curent alternativ a dispozitivului este de dorit, datorită scurtării timpului de viață a dispozitivelor alimentate în curent continuu, ca urmare a unor fenomene de electroliză, cauzate de prezența impurităților care se găsesc inevitabil în cristalul lichid.

Forma caracteristicilor prezentate (fig. 1) sugerează posibilitatea utilizării acestor dispozitive pentru modularea intensității unui fascicul de lumină, prin alegerea potrivită a punctului de funcționare, în porțiunea liniară a zonei de tranziție.

O comportare interesantă o prezintă dispozitivele cu cristale lichide în ceea ce privește răspunsul în frecvență, caracteristicile din figura 2 punând în evidență posibilitatea comandării în frecvență a acestora. Răspunsul în frecvență este corelat cu timpul de relaxare pentru fiecare mod de oscilație $\tau_{1,2}$ [5] și depinde de constantele elastice generalizate $K_{1,2}(k)$, și de viscozitatea efectivă a substanței.

La tensiuni alternative situate deasupra pragului de tranziție U_p se constată creșterea bruscă a transmisiei optice, peste o anumită valoare a frecvenței, numită frecvență de prag,

f_p . Frecvența de prag depinde de tensiunea aplicată pe dispozitiv și crește odată cu aceasta. La dispozitivele experimentate frecvența de prag se situează între 100 și 300 Hz, pentru tensiuni variind între 10 și 30 V, dependența fiind neliniară.

O comportare deosebită se obține la tensiuni foarte mari (peste 100 V), unde caracteristica de frecvență prezintă un minim evident, pentru o frecvență de prag particulară, existând două posibilități de alegere a frecvenței de comandă a dispozitivului în jurul lui f_p . Deși cauza acestei comportări nu este elucidată complet, poate fi totuși atribuită unor fenomene secundare, cum ar fi existența unui puternic curent limitat de sarcina spațială.

Dependența transmisiei optice de lungimea de undă a radiației utilizate, în prezența și absența cîmpului aplicat este prezentată în figura 3. Se constată o sensibilitate maximă a dispozitivului în banda de roșu a spectrului, unde se obține un raport de contrast maxim,

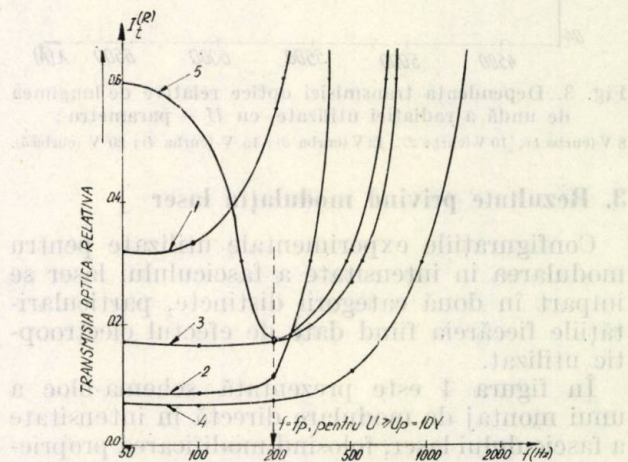


Fig. 2. Transmisia optică relativă în funcție de frecvență, pentru diferite tensiuni de lucru :

8 V (curba 1); 10 V (curba 2); 12 V (curba 3); 15 V (curba 4); 110 V (curba 5).

astfel că vom utiliza în experimentări, radiația cu $\lambda = 632,8$ nm, a unui laser cu He-Ne.

Pentru măsurarea proprietății de birefrință a cristalelor lichide s-a elaborat o metodă care să permită înlăturarea neajunsurilor cauzate de sensul contrar al variației intensității fasciculului de ieșire, datorită birefrinței și împrăstierii dinamice, atunci cînd cristalul lichid este așezat între doi polarizori optic încrucișați. Aceasta constă în menținerea neschimbată a poziției polarizorilor și schimbarea poziției dispozitivului modulator cu cristal lichid, așezîndu-l pe rînd între aceștia și după ei în montaj.

Creșterea intensității luminii transmise, în primul caz față de al doilea, nu poate fi pusă decît pe seama birefrinței. Calculînd valoarea lui Δn , cu ajutorul datelor experimentale, folosindu-ne de relația $\Delta n = \lambda \Phi / 2\pi L$, unde Φ

este retardarea datorită birefringenței electrice, iar L grosimea stratului subțire de cristal lichid, s-au obținut valori comparabile cu birefringența naturală a cristalelor electrooptice ($\approx 0,01$).

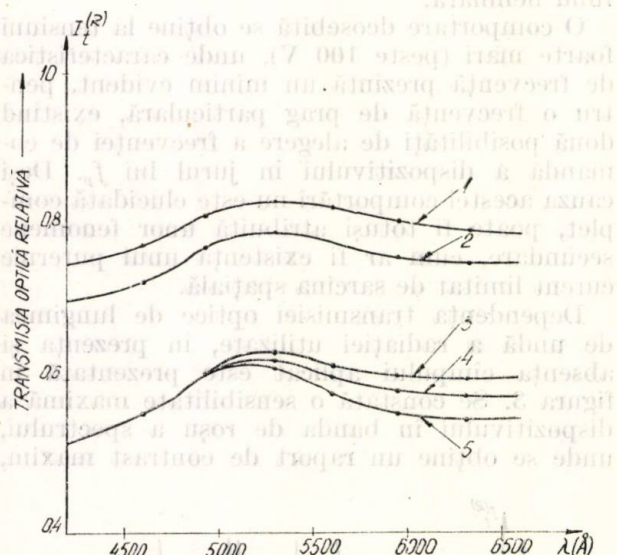


Fig. 3. Dependenta transmisiei optice relative de lungimea de unda a radiației utilizate, cu U — parametru :

8 V (curba 1); 10 V (curba 2); 12 V (curba 3); 15 V (curba 4); 20 V (curba 5).

3. Rezultate privind modulația laser

Configurațiile experimentale utilizate pentru modularea în intensitate a fasciculului laser se împart în două categorii distincte, particularitățile fiecăreia fiind date de efectul electrooptic utilizat.

În figura 4 este prezentată schema-bloc a unui montaj de modulare directă în intensitate a fasciculului laser, folosind modificarea proprietăților de transmisie, absorbție sau reflexie a luminii, în prezența cîmpului electric aplicat. Se constată că frecvența semnalului modulator utilizat nu poate depăși cîteva kHz, ceea ce limitează în prezent folosirea cristalelor lichide

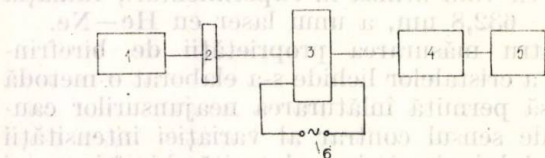


Fig. 4. Modularea directă a fasciculului laser (prin modificarea proprietății de transmisie) :

1 — laser; 2 — polarizor; 3 — dispozitiv modulator cu cristal lichid; 4 — fotodetector; 5 — osciloscop; 6 — generator de excitare a modulatorului.

de acest tip pentru modularea fasciculelor optice în sistemele de comunicații, numai la domeniul frecvențelor audio. Această comportare poate fi însă utilizată pentru realizarea demonstrării, atunci cînd semnalul audio este transpus pe purtătoarea optică prin intermediul unei subpurtătoare radio, cristalul lichid fiind insensibil la frecvența subpurtătoare.

În figura 5 se prezintă forma de undă a semnalului modulator de 150 Hz, transmis pe purtătoarea optică cu $\lambda = 632,8$ nm, modulată în intensitate.

Modularea fasciculului laser, cu ajutorul proprietății de birefringență, prezintă aceleași caracteristici cu modularea prin intermediul efectelor electrooptice liniar sau pătratic [6].

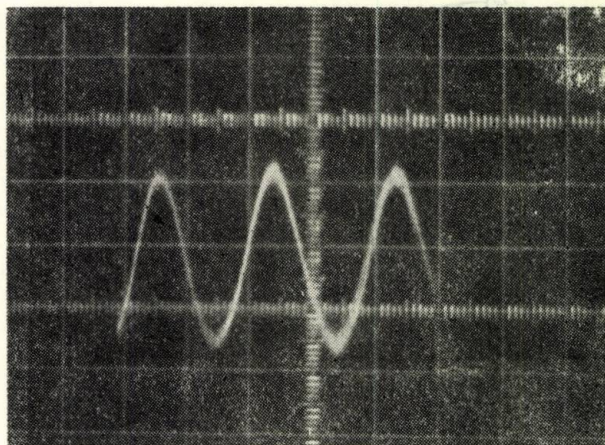


Fig. 5. Forma de undă a semnalului de 150 Hz, transmis prin modulare directă a fasciculului laser.

Acest lucru rezultă și din examinarea schemei-bloc prezentate în figura 6. Modularea intensității fasciculului optic nu se mai realizează în acest caz direct ca în figura 4, ci prin intermediul unei modulări a defazajului introdus între componentele ordinară și extraordinară ale undei, metoda permițînd influențarea oricăreia dintre mărimile caracteristice purtătoarei

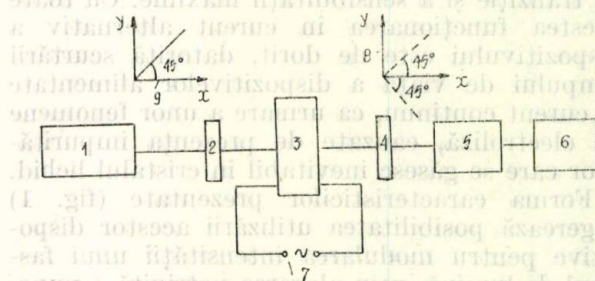


Fig. 6. Modularea prin birefringență (electrooptică) a fasciculului laser :

1 — laser; 2 — polarizor; 3 — dispozitiv modulator cu cristal lichid; 4 — analizor; 5 — fotodetector; 6 — osciloscop; 7 — generator de excitare a modulatorului; 8 — axe analizorului; 9 — axe polarizorului.

optice : amplitudinea sau intensitatea, frecvența, faza, polarizarea, obținîndu-se tipurile de modulație corespunzătoare.

Efectul maxim de modulație se obține poziționînd foarte exact fiecare element al montajului de modulare, astfel încît să fie îndeplinite cerințele teoremelor de conservare a energiei și impulsului, pentru cele trei unde care interacționează.

În figura 7 este prezentată forma de undă a semnalului de 400 Hz transmis optic, în urma modulării în intensitate cu ajutorul montajului din figura 6.

Metoda de modulare prin modificarea proprietăților de transmisie ale cristalului lichid, este caracterizată de o sensibilitate ridicată, însă prezintă dezavantajul unui domeniu foarte îngust al tensiunilor de excitare, în jurul ten-

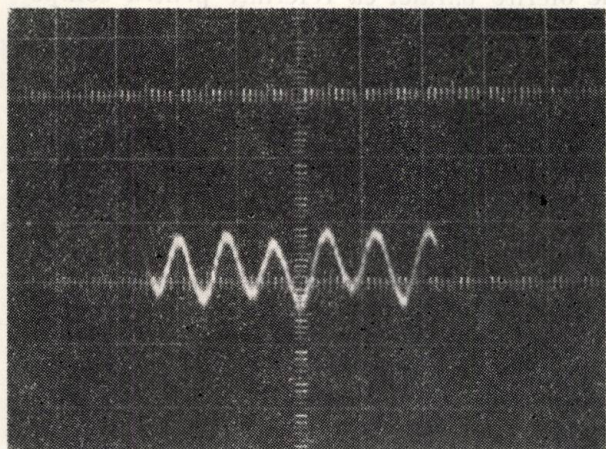


Fig. 7. Forma de undă a semnalului de 400 Hz, transmis prin modulare electrooptică a fasciculului laser.

siunii de prag și este aplicabilă numai pentru realizarea unei modulații de intensitate. Aceste dezavantaje nu se întâlnesc în cazul sistemelor cu modulație prin birefringență, care pot funcționa la orice valoare a tensiunii deasupra pragului, în plaja de lucru a dispozitivelor utilizate.

4. Concluzii

Pe baza analizei principalelor caracteristici funcționale prezentate în figurile 1—3 și a rezultatelor experimentale obținute cu privire

la modularea luminii laser (fig. 4—7), se formulează câteva concluzii de o importanță practică deosebită.

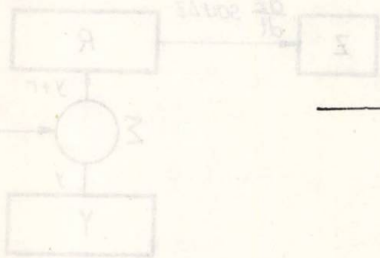
Cunoașterea aprofundată a caracteristicilor funcționale ale dispozitivelor cu cristale lichide, a permis stabilirea condițiilor optime pentru elaborarea unei tehnologii adecvate în vederea măririi timpului de viață al acestora, a obținerii unor performanțe reproductibile și a unei sensibilități ridicate în spectrul optic.

Posibilitatea comandării dispozitivelor cu cristale lichide nematice, atât în tensiune (fig. 1), cât și în frecvență (fig. 2), pune în evidență marile perspective ale acestora pentru modularea (fig. 4—7) și demodularea purtătoarelor optice, mai ales atunci când condițiile concrete de lucru nu necesită viteze de răspuns mari, cum se întâmplă în cazul sistemelor de control și reglare automată a proceselor industriale [7].

În același timp, sensibilitatea ridicată, într-o bandă largă a spectrului optic (fig. 3), poate fi utilizată pentru realizarea sistemelor de afisaj și comutație, direcție în care dispozitivele cu cristale lichide își dovedesc pe deplin utilitatea.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Heilmeyer, H. G. ș.a. IEEE Transaction on Electron Devices, vol. 17, 1970, p. 1.
- [2] Frank C. F. Disc Faraday Soc., vol. 25, 1958, p. 1.
- [3] Smith, W. C. ș.a. Applied Physics Letters, vol. 24, nr. 10, 1974, p. 453—454.
- [4] Raynes, P. E. ș.a. Electronics Letters, vol. 10, nr. 7, 1974, p. 114—115.
- [5] De Gennes, G. P. Comptes Rendus. Acad. Sci., vol. 15, 1968, p. 266.
- [6] Sterian, P. E. Prelucrarea optoelectronică a informației. Lit. I.P.B., 1974, p. 367.
- [7] Sofron, E., Sterian, P. și Ionescu, C. Comunicări la Conferința de automatică, aprilie 1975.



CZ 681.322 : 681.3 (061 + 965)

DISPOZITIVE DIGITALE ITERATIVE
COMANDA NUMERICĂ

Transpunerea ecuațiilor traiectoriei, vitezei și accelerației în logica digitală iterativă pentru conturare

GHEORGHE SĂNDULESCU * — București

O problemă cu multiple încercări, soluții și înnoiri o constituie, în domeniul comenzii numerice (CN), generarea și urmărirea digitală a traiectoriei, a vitezei pe contur și a accelerației — decelerației elementelor mobile ale dispozitivului comandat.

Curbele și suprafețele generate prin CN pot fi de tipul „matematice” sau, ca rezultat al prelucrării experimentale, a unor modele de tip „nematematice”.

Acestea din urmă pot fi și ele definite prin indicarea valorii în fiecare punct, la o rezoluție aleasă, spre exemplu curbele prin :

$$Y = \sum_0^n a_i x_i, \quad (1)$$

iar suprafețele prin :

$$Z(x, y) = \sum_{i=0}^n \left[\sum_{j=0}^n b_{ij} Y_j \right] x_i, \quad (2)$$

unde a_i și b_{ij} sînt coeficienți de amplitudine [1].

Considerînd realizată reducerea la o suprafață matematică, exigențe crescute se impun la ghidarea de-a lungul traiectoriei, datorită cerințelor privitoare la preciziile fizice ridicate, la calitățile suprafețelor, precum și la productivitate, fără stresarea dinamică a mașinii prelucrătoare.

Una dintre tehnicile care răspund la aceste deziderate în logică cablată sau programată o constituie tehnica digitală iterativă. Această tehnică digital operațională permite generarea funcțiilor prin calculul numeric repetat și recurent al noii valori, conform unui algoritm cablat care modelează ecuațiile diferențiale de mișcare.

1. Transpunerea ecuațiilor traiectoriei

Procesarea digitală iterativă este prezentă în domeniul transpunerii digitale a traiectoriilor prin trei metode principale :

— procedeul analizoarelor diferențiale digitale DDA ;

— procedeul calculului iterativ al funcției (aceste două procedee au ca rezultat trenuri de impulsuri modulate corelate în frecvență) și,

— procedeul eșantionării în amplitudine, la timp constant, avînd ca rezultat valori digitale oferite paralel ca referințe pentru componentele vitezei pe contur.

Precedeul DDA, pe care îl vom reaminti succint, datorită particularităților sale constituie metoda cea mai întîlnită pentru modelarea ecuațiilor diferențiale care definesc traiectorii, viteze și accelerații — decelerații. Printre cele 11 teoreme expuse de Shannon în lucrarea „Teoria matematică a analizoarelor diferențiale”, teorema I-a, principală, prezintă condiția necesară și suficientă pentru ca un sistem de ecuații diferențiale ordinare să fie rezolvat, prin folosirea în exclusivitate a integroarelor și sumatoarelor, prin aceea că el să poată fi scris sub forma :

$$\frac{dy_k}{dy_1} = \sum_{\substack{i,j=0 \\ j \neq k}}^n (a_{ij} y_j) \frac{dy_j}{dy_1}, \quad (3)$$

cu $k = 2, 3 \dots n$; $y_0 = 1$; y_1 — variabila independentă, iar $y_2 \dots y_n$ — variabilele dependente.

În esență, DDA realizează integrarea cu ajutorul unei perechi de registre : Y integrand și R acumulator și a unui sumator Σ comandat la apariția unui impuls pe intrarea $\frac{dx}{dt}$ (fig. 1).

Cele două operații principale ale DDA sînt următoarele :

— apariția unui impuls, denumit $\frac{dx}{dt}$, deoarece ritmul acestor impulsuri indică viteza de

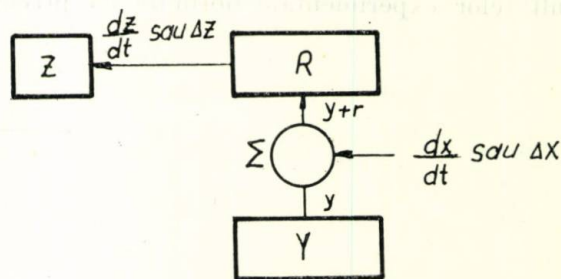


Fig. 1

variație a variabilei independente x determină adunarea conținutului y din registrul Y la conținutul registrului R ;

— a doua operație simplă constă în emiterea unui impuls la depășirea capacității registrului

* Doctorand ing. Gh. Săndulescu este cercetător principal a Inst. de cercetări și proiectări pentru automatizării (IPA).

R , ca urmare a adunării repetate a valorii din Y la conținutul lui R .

Considerând capacitatea maximă a registrului Y , respectiv a registrului R — valoarea C , valoarea y se poate reprezenta sub forma :

$$y = \frac{c}{m}, \quad (4)$$

unde $m \geq 1$.

În relația (4) m indică de câte ori trebuie adunat conținutul y din Y în R pentru a obține încărcarea registrului R la capacitatea maximă. Rezultă că pentru a obține un semnal de depășire de capacitate a registrului R , conținutul registrului Y trebuie adunat de m ori în registrul R , ceea ce înseamnă că un impuls $\frac{dz}{dt}$ la ieșirea acumulatorului R va apare la m impulsuri $\frac{dx}{dt}$, deci :

$$\frac{dz}{dt} = \frac{1}{m} \frac{dx}{dt}, \quad (5)$$

sau înlocuind m din (4) :

$$\frac{dz}{dt} = \frac{1}{C} y \frac{dx}{dt}, \quad (6)$$

ceea ce înseamnă :

$$dz = \frac{1}{C} y \cdot dx, \quad (7)$$

sau :

$$Z = Z_0 + \frac{1}{C} \int_{x_0}^x y \cdot dx. \quad (8)$$

În această relație y și chiar C (caz în care C rămâne sub integrală) pot fi o funcție de x sau de altă variabilă independentă. De asemenea $\frac{dx}{dt}$, care determină frecvența de calcul, poate fi modificat continuu.

Ca urmare în multe aplicații frecvența lui dx și/sau conținutul integrantului Y pot fi continuu modificate în scopul simulării de variabile, proprietate utilizată pentru modelarea ecuațiilor integrodiferențiale de generare a traiectoriilor.

Pentru modelarea traiectoriilor cu DDA se utilizează reprezentarea parametrică a contururilor [9]. Astfel, în plan, traiectoria $F(u, v) = 0$ se descompune în :

$$\begin{aligned} u &= u(t); \\ v &= v(t); \end{aligned} \quad (9)$$

unde este normal a identifica parametrul t cu timpul. Diferențiind (9) :

$$\begin{aligned} du &= \frac{du}{dt} dt, & du &= \dot{u} dt; \\ dv &= \frac{dv}{dt} dt, & dv &= \dot{v} dt. \end{aligned} \quad (10)$$

unde : $\dot{u}$ și $\dot{v}$ sint componentele vectorului viteză de-a lungul traiectoriei. Încărcînd, deci, registrele integrand a două dispozitive DDA, cu valorile proiecțiilor u , respectiv v ale deplasării D pe axele u și v , și aplicînd aceeași frecvență de calcul de tip dx/dt , se realizează funcționarea corelată a celor două DDA. Acestea vor emite la ieșire, în același interval T trenuri de impulsuri de comandă, de frecvențe, proporționale cu u , respectiv cu v ; integrala acestor trenuri de impulsuri pentru fiecare axă reprezintă deplasările :

$$S_u = \int_0^T u dt \text{ și } S_v = \int_0^T v dt. \quad (11)$$

În acest caz configurația cu DDA a creat ritmuri ale impulsurilor de ieșire proporționale cu componentele vectorului viteză (fig. 2).

Este util de subliniat că operațiunea pe care o efectuează DDA (binar) de adunare la valoarea conținută de sine însăși, de 2^n ori, a aceleiași valori N de forma :

$a_0 2^0 + a_1 2^1 + \dots + a_n 2^n$ este echivalentă cu înmulțirea acestei valori cu 2^n , deci cu o de-

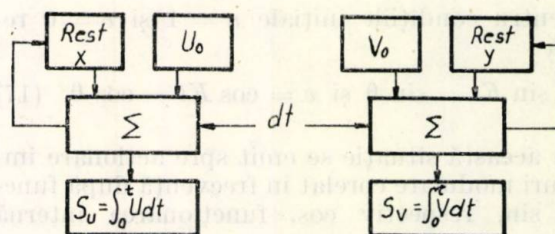


Fig. 2

plasare cu n ranguri spre cele superioare, ceea ce se concretizează prin aceea că după un număr de iterații de acumulare recursivă în R , egal cu capacitatea registrului, se oferă uniform la ieșirea DDA chiar valoarea înscrisă inițial în registrul integrand.

Prin urmare DDA au proprietatea de a realiza viteze sub forma ritmului impulsurilor de ieșire, proporționale cu valorile distanțelor din registrul integrand, proprietate esențială în aplicațiile din CN. Se observă că pe măsura

iterațiilor de acumulare recurente, se obține la ieșirea DDA un tren de impulsuri cu frecvența:

$$f_e = f_0 N, \quad (12)$$

unde:

$$N = \frac{\text{Valoarea înscrisă în integrand}}{\text{Capacitatea max. a integrand}} < 1, \quad (13)$$

iar f_0 — frecvența trenului de impulsuri pe intrarea $\frac{dx}{dt}$.

Frecvența de ieșire, rezultând ca urmare a unei multiplicări, este uniformă în timp, proprietate care conferă superioritatea DDA față de multiplicatoarele de ritmuri care prezintă fluctuații ale ritmului de ieșire.

În cazul în care funcția de interpolat este de un grad mai mare ea poate fi modelată cu configurații cu DDA care rezolvă ecuația ei generatoare. Astfel, cercul poate fi interpolat prin generarea incrementală a funcțiilor $\sin$ — $\cos$, cu configurația DDA din figura 3. Se observă în acest caz că ecuațiile:

$$u = K \int_0^t v dt \text{ și } v = -K \int_0^t u dt, \quad (14)$$

reprezintă un sistem de ecuații diferențiale, care prin derivare și substituție conduce la:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + K^2 u = 0 \text{ și } \frac{d^2 v}{dt^2} + K^2 v = 0, \quad (15)$$

deci:

$$u = A e^{jKt} + B e^{-jKt} \text{ și } v = C e^{jKt} + D e^{-jKt}. \quad (16)$$

Pentru condițiile inițiale $u = 1$ și $v = 0$ rezultă:

$$u = \sin Kt = \sin \theta \text{ și } v = \cos Kt = \cos \theta. \quad (17)$$

În această situație se emit spre acționare impulsuri modulate corelat în frecvență după funcțiile $\sin$, respectiv $\cos$. funcționarea internă

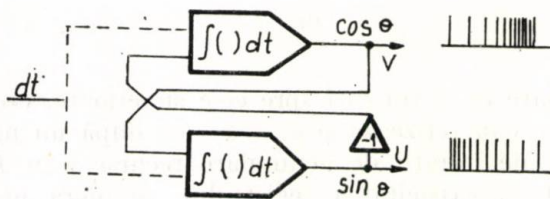


Fig. 3

a configurației cu DDA, se observă că emiteria unui impuls pe o axă determină adunarea (sau în funcție de cadran, scăderea) unui bit din registrul integrand al celeilalte axe. În acest mod, conținutul registrului in-

tegrand al axei u și respectiv al axei v , se modifică proporțional cu valorile $R \sin \theta$ (R fiind raza cercului), respectiv $R \cos \theta$, ceea ce echivalează cu modificarea continuă a pantei tangentei la contur. Această proprietate devine utilă în generarea traiectoriilor eliptice.

Pornind de la expresiile polare ale elipsei:

$$\begin{aligned} u &= a \cos \theta; \\ v &= b \sin \theta, \text{ cu } 0' \leq \theta \leq 360^\circ, \end{aligned} \quad (18)$$

se pot genera asemenea contururi prin multiplicarea cu cite un DDA, având în registrul integrand coeficientul de viteză a și respectiv b a trenurilor de impulsuri modulate ca mai sus după $\cos \theta$, respectiv $\sin \theta$ (fig. 4).

Este interesantă, pentru unele aplicații, experimentate, posibilitatea de a programa elipsa în coordonate polare prin unghiul inițial φ_0 ,

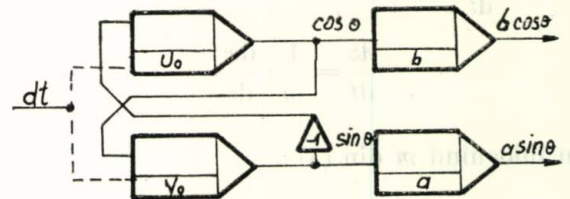


Fig. 4

unghiul de deplasare $\Delta \varphi$, raza R și coeficienții elipsei a și b , comanda realizându-se în coordonate carteziene pe cele două axe U și V .

Pentru aceasta este suficient a încărcă inițial cu valoarea R registrul integrand al unei axe și a anula conținutul registrului integrand al celei de-a doua, după care generarea lui $\sin \theta$ și $\cos \theta$ se desfășoară pînă în momentul în care numărul de tacti de calcul aplicați la intrările $\frac{dx}{dt}$ (fiecare tact corespunzînd la o deplasare spațială $\Delta \theta$ (fig. 5)) atinge valoarea $\Sigma \Delta \theta = \varphi_0$.

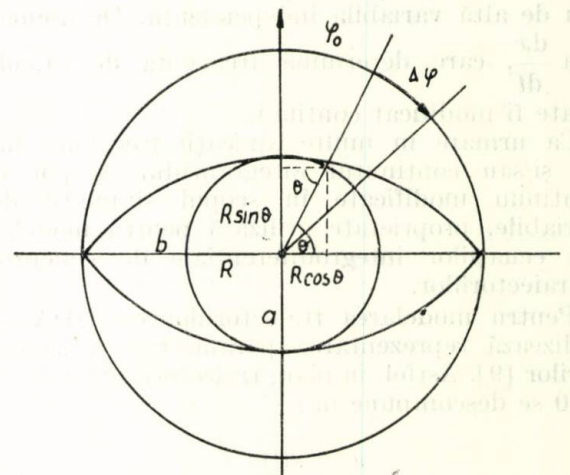


Fig. 5

Din acest moment se validează emiterea impulsurilor de comandă spre sistemul de acționare până la :

$$\Sigma \Delta \theta = \varphi_0 + \Delta \varphi. \quad (19)$$

Valoarea în grade sexagesimale corespunzătoare unui increment $\Delta \theta$ se calculează cu relația :

$$\Delta \theta = \frac{360}{2\pi \cdot 2^n}, \quad (20)$$

n fiind rangul maxim al registrului integrand în acest caz binar.

Procedeu calculului iterativ al funcției. Pentru o ecuație de forma $f(x, y) = 0$, în cazul normal, $\text{Sign } f(x, y)$ este pozitiv de o parte a curbei și negativ de cealaltă.

Dezvoltarea Taylor a funcției în punctul $x + h, y + k$ se poate scrie sub forma condensată :

$$f(x + h, y + k) = f(x, y) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(h \frac{\partial}{\partial x} + k \frac{\partial}{\partial y} \right)^n f(x, y). \quad (21)$$

Introducând restricțiile simplificatoare :

- pasul nu se face simultan în ambele coordonate în același moment ;
 - valoarea pasului se alege 1 ;
 - punctul de plecare este $f(x_0, y_0) = 0$.
- Sînt posibile următoarele patru situații :

$$\left. \begin{aligned} f(x + 1, y) &= f(x, y) + \frac{\partial f}{\partial x} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} \\ f(x - 1, y) &= f(x, y) - \frac{\partial f}{\partial x} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} \\ f(x, y + 1) &= f(x, y) + \frac{\partial f}{\partial y} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} \\ f(x, y - 1) &= f(x, y) - \frac{\partial f}{\partial y} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} \end{aligned} \right\}; \quad (22)$$

aceste relații împreună cu funcția lui $f(x, y)$ permit elaborarea algoritmului și schemei logice pentru generarea traiectoriei respective [9].

Spre exemplu în cazul cercului :

$$x^2 + y^2 - r^2 = 0; \quad (23)$$

$$\frac{\partial f}{\partial x} = 2x, \quad \frac{\partial f}{\partial y} = 2y; \quad (24)$$

$$\frac{\partial^2 f}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} = 2 \quad (25)$$

și toate derivatele de ordin mai mare sînt nule.

Pentru realizarea echipamentului, conform relației (24), sînt necesare două acumulatori sau numărătoare reversibile pentru a defini pe :

$$\frac{\partial f}{\partial x} \text{ și } \frac{\partial f}{\partial y}$$

și blocuri logice simple pentru completare.

Așa cum s-a arătat, procedeul calculului funcției pornește de la estimarea semnului lui $f(x, y)$, emițindu-se impulsuri de comandă, conform următoarei judecăți exemplificate pentru cadranul I: dacă $f(x, y) > 0$ se emite impuls de comandă pe axa x concomitent cu modificarea lui x în $x + 1$, și dacă $f(x, y) < 0$ se emite impuls de comandă pe axa y și se efectuează trecerea lui y în $y + 1$, după care se efectuează un nou calcul al funcției și se ia o nouă decizie (primul impuls de pornire la $f(x, y) = 0$ se alege arbitrar). La noua iterație se evaluează $\text{Sgn } f(x + 1, y)$ sau $\text{Sgn } f(x, y + 1)$ și așa mai departe. Pentru ridicarea preciziei în sistemele sofisticate se prevede [4] ca hotărîrea de emitere a unui impuls de comandă să fie luată prin efectuarea unei estimări în punctul $x + \frac{1}{2}$ și $y + \frac{1}{2}$.

Spre exemplu, traiectoria dreptei :

$$16 Y - 4 X = 0 \quad (26)$$

poate fi interpolată utilizînd două acumulatori și un comparator [5]. Exprîmînd (26) diferențial :

$$16 dy - 4 dx = 0, \quad (27)$$

un dispozitiv simplu va putea efectua analiza pas cu pas a acestei ecuații diferențiale. Acumulînd în acumulatorul 1 (fig. 6) valoarea $X = \int 4 dx$ și în acumulatorul 2 valoarea

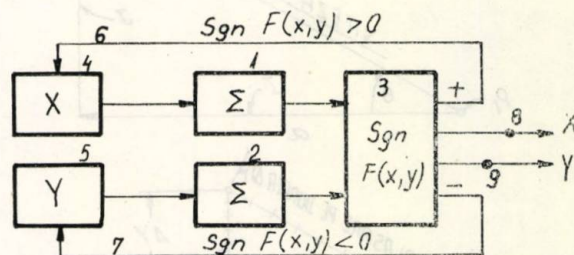


Fig. 6

$Y = \int 16 dy$ și comparîndu-le, se decide ca pe axa X să parcurgă incrementi pînă cînd se realizează schimbarea funcției $\text{Sgn } (16 dy - 4 dx)$.

Iterațiile se vor desfășura în modul următor (rezoluția 0,5):

$$\int_0^{0.5} 16 dy - \int_0^{0.5} 4 dx > 0, \text{ deci impuls pe axa } X;$$

$$\int_0^{0.5} 16 dy - \int_0^1 4 dx > 0, \text{ deci impuls pe axa } X$$

și după încă 3 impulsuri de comandă pe axa X ;

$$\int_0^{0.5} 16 dy - \int_0^{2.5} 4 dx < 0, \text{ deci impuls pe axa } Y$$

și așa mai departe.

Revenind la interpolarea cercului prin metoda calcului iterativ al funcției, se observă că în conformitate cu relațiile (22) și (24) noua valoare a funcției $f(x, y)$ se obține utilizând valorile $2x$, respectiv $2y$ anteacumulate.

Procedeu eșantionării în amplitudine la timpii constanți a valorii traiectoriei [3], [4] constă în schimbarea la timpii constanți a valorii digitale de referință, oferită paralel sistemului de conversie numeric — analogică și acționare. În general calculul se execută în mod iterativ în două etape:

— prima etapă realizează calculul unor macrodeplasări, la intervale de timp egale ΔT , deci o interpolare grosieră;

— a doua etapă realizează calculul unui număr constant de microdeplasări în cadrul fiecărei macrodeplasări.

Relațiile de interpolare grosieră pot fi [3], [4]:

Deplasarea:

$$\Delta D = V \Delta T \quad (26)$$

și pentru interpolarea liniară conform figurii 7:

$$\frac{\Delta X}{I} = \frac{\Delta Y}{J} = \frac{V \cdot \Delta T}{\sqrt{I^2 + J^2}} = Q, \quad (27)$$

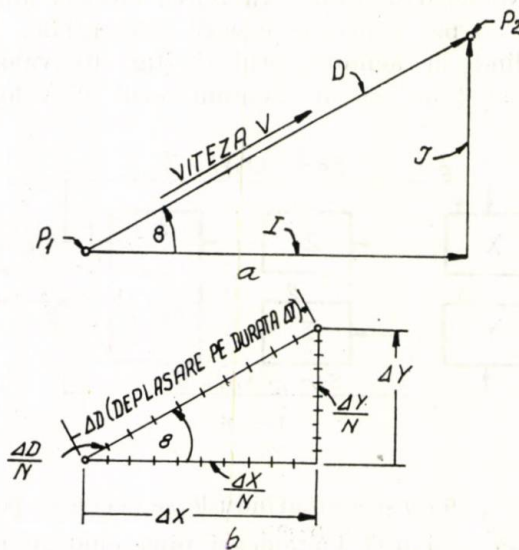


Fig. 7

deci:

$$\Delta X = IQ; \quad (28)$$

$$\Delta Y = JQ, \quad (29)$$

iar pentru interpolarea circulară [3], [4] se pot aplica (fig. 8), relațiile:

$$\Delta X_{02} = -J_1 Q; \quad (30)$$

$$\Delta Y_{13} = I_2 Q \text{ cu } Q = \frac{V \cdot \Delta T}{\sqrt{I_2^2 + J_2^2}}. \quad (31)$$

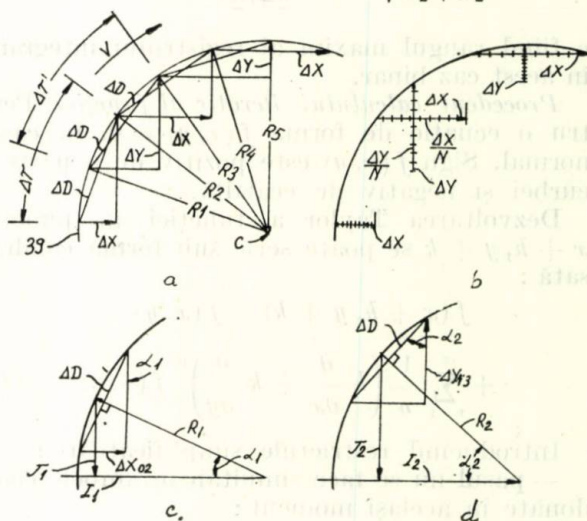


Fig. 8

Așa cum arată figura 8a referințelor ΔX și ΔY sînt modificate la timpii constanți în funcție de panta tangentei la curba de interpolat.

Acest procedeu, mai puțin extins, se deosebește de primele două prin modul de oferire a informației privind vitezele corelate pe cele două sau spațial 3 axe, și anume paralel pentru o conversie N/A , în timp ce celelalte două oferă ca rezultat al calculului trenuri de impulsuri modulate în frecvență, care și ele pot fi integrate și convertite în referințe analogice pentru componentele vitezei pe traiectorie.

2. Transpunerea vitezelor

Comanda traiectoriilor expusă în cap. 1 reprezintă o transpunere controlată și corelată a componentelor vitezei tangențiale la contur.

Componentele vitezei rectilinii din figura 9 [10] sînt:

$$v_x = \frac{dx}{dt} v \cos \alpha = V \cdot \frac{X_L}{\sqrt{x_L^2 + y_L^2 + z_L^2}} = \frac{v}{D} x_L = FRN \cdot x_L; \quad (32)$$

$$v_y = \frac{dy}{dt} = v \cos \beta = V \cdot \frac{Y_A}{\sqrt{x_L^2 + y_L^2 + z_L^2}} = \frac{V}{D} y_L = FRN \cdot y_L,$$

unde FRN reprezintă valoarea avansului (feed rate number);

$$FRN = \frac{V}{\sqrt{x_L^2 + y_L^2 + z_L^2}} = \frac{V}{D}. \quad (33)$$

Se observă că (32) reprezintă relațiile de generare a traiectoriei, de exemplu cu DDA, caz în care frecvența impulsurilor de ieșire a registru-

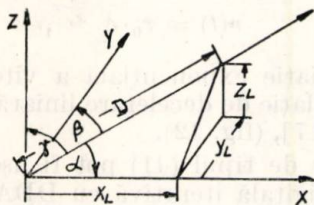


Fig. 9

lui de tip R este proporțională cu valoarea proiecției pe axa respectivă înscrisă în registrul denumit de viteză de tip Y . Ritmul de calcul al DDA repetitiv FRN trebuie modificat, pentru ca din motive tehnologice să fie păstrată o viteză constantă pe contur. Este necesar ca indiferent de distanța parcursă viteza să fie constantă și ca urmare frecvența de calcul a DDA (aplicată pe intrarea de tip $\frac{dx}{dt}$ a dispozitivului DDA) trebuie să fie modificată pentru fiecare distanță D sub forma $\frac{V}{D}$, pentru interpolarea liniară și $\frac{V}{R}$, pentru interpolarea circulară (V este viteza programată pe contur în mm/min).

FRN se poate introduce codificat sub forma (normată $V = 10$ (min) $\frac{V \text{ (mm/min)}}{D \text{ (mm)}}$) codului magic 3. Acesta se prezintă sub forma abc cu semnificația $10^{a-3} bc$ în mm/min (de exemplu 620 se interpretează ca $10^{6-3} \cdot (0,20)$, adică 200 mm/min).

Este utilizabilă și comanda prin introducerea valorii vitezei V , caz în care FRN se calculează în următoarele etape:

Se calculează prin diferite procedee iterative

$$D = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad (34)$$

și apoi se calculează tot prin procedee iterative $1/D$.

Calculul valorii $1/D$ din valoarea D se poate realiza cu ajutorul unei bucle incrementale cu două integratoare ca în figura 10. Încărcînd integratorul 3 cu valoarea D se obține, la echilibrul comparatorului de frecvențe 4, valoarea $1/D$ în integratorul 2, deoarece numai în acest caz frecvențele aplicate pe intrările a și b ale comparatorului sînt egale adică:

$$f_0 = f_0 \cdot D \cdot \frac{1}{D} \quad (35)$$

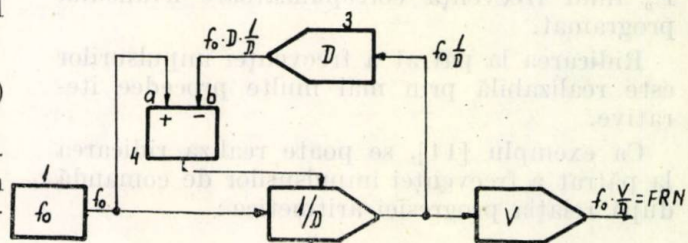


Fig. 10

Pentru detalierea funcționării se observă că valoarea $1/D$ se acumulează în integrandul (de tip Y) al integratorului de tip DDA—2, care lucrează pe tactii f_0 aplicați la intrarea de tip $\frac{dx}{dt}$. Trenul de impulsuri de ieșire de tip $\frac{dz}{dt}$ al acestui DDA devine tact de lucru de

tip $\frac{dx}{dt}$, pentru DDA-ul numerotat cu 3, care este încărcat la începutul interațiilor de calcul cu valoarea D [15].

În ultimul timp au fost depuse eforturi pentru simplificarea cantității de informație transmisă prin program echipamentului, concomitent cu un control continuu al vitezei pe contur. Aceste ultime perfecționări urmăresc și evitarea neuniformităților, datorate accelerărilor și decelerărilor vitezei organului mobil.

În acest sens, pentru menținerea constantei vitezei pe contur, pe măsura elaborării impulsurilor de comandă de către interpolator, sistemul de comandă al vitezei include sisteme de reacție pentru a influența viteza de calcul de tip dx/dt a DDA-urilor de interpolare a traiectoriei. În acest sens, un procedeu constă în calculul și controlul permanent al relației dintre viteza de-a lungul lui D și proiecțiile acesteia în spațiul tridimensional [14], reprezentate prin frecvențele impulsurilor generate pentru fiecare din cele trei axe, respectiv f_x , f_y , f_z .

Relația de control urmărită digital iterativ este:

$$F_p^2 = f_x^2 + f_y^2 + f_z^2 \quad (\text{fig. 11}), \quad (36)$$

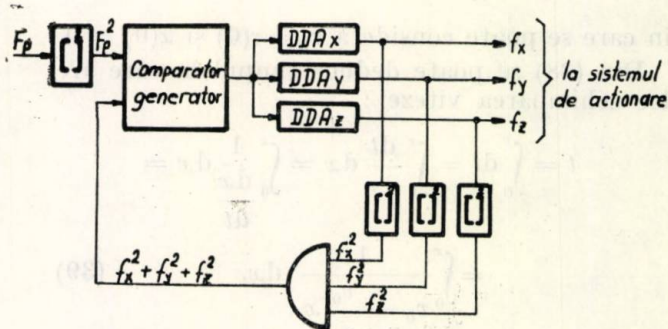


Fig. 11

F_p fiind frecvența corespunzătoare avansului programat.

Ridicarea la pătrat a frecvenței impulsurilor este realizabilă prin mai multe procedee iterative.

Ca exemplu [14], se poate realiza ridicarea la pătrat a frecvenței impulsurilor de comandă după relația progresiei aritmetice:

$$A = \sum_{n=1}^N (2n - 1). \quad (37)$$

Aplicînd formula de calcul a acesteia:

$$A = \frac{\text{Numărul de termeni}}{2} (\text{primul termen} + \text{ultimul termen}) = \frac{N}{2} (1 + 2N - 1) = N^2,$$

și ca urmare adunînd recursiv termeni de forma $2N-1$, se poate aproxima pătratul trenului de impulsuri, așa cum sugerează tabelul:

N	$2n - 1$	$\sum_{n=1}^N (2n - 1) = N^2$
1	1	$0 + 1 = 1$
2	3	$1 + 3 = 4$
3	5	$4 + 5 = 9$
4	7	$9 + 7 = 16$
5	9	$16 + 9 = 25$

3. Transpunerea ecuațiilor accelerațiilor — decelerațiilor în logică digitală iterativă

Această prelucrare digitală servește la eliminarea salturilor vitezei la începutul și sfîrșitul conturului și previne stresarea dinamică a mașinii. Sarcina este îndeplinită prin accelerarea — decelerarea continuă, în conformitate cu ecuațiile mișcării, ecuații la care coeficienții pot fi modificați, în funcție de caracteristicile dinamice ale fiecărei mașini.

Pentru o decelerare la sfîrșitul traiectoriei după o relație liniară a vitezei cu spațiul, se poate utiliza relația:

$$v(t) = v_0 - \frac{v_0}{x_0} x(t), \quad (38)$$

în care se poate considera $v_0 = v(0)$ și $x(0) = 0$.

Din (38) se poate deduce timpul în care are loc schimbarea vitezei:

$$\begin{aligned} t &= \int_0^t dt = \int_0^x \frac{dt}{dx} dx = \int_0^x \frac{1}{\frac{dv}{dx}} dx = \\ &= \int_0^x \frac{1}{v_0 - \frac{v_0}{x_0} x} dx, \end{aligned} \quad (39)$$

care integrată conduce la:

$$t = \frac{x_0}{v_0} \log e \left(1 - \frac{x}{x_0} \right), \text{ respectiv } x(t) = x_0 \left(1 - e^{-\frac{v_0}{x_0} t} \right), \quad (40)$$

care înlocuită în (38):

$$v(t) = v_0 \cdot e^{-\frac{v_0}{x_0} t}, \quad (41)$$

deci o variație exponențială a vitezei în timp pentru o relație de decelerare liniară între viteză și spațiu [17], (fig. 12).

Ecuațiile de tipul (41) pot fi ușor transpuse în logică digitală iterativă cu DDA, sau multiplicatoare, divizoare de frecvențe cu reacție negativă.

Astfel configurația DDA din figura 13 generează digital, prin rezolvarea ecuației:

$$y'_y = y, \quad (42)$$

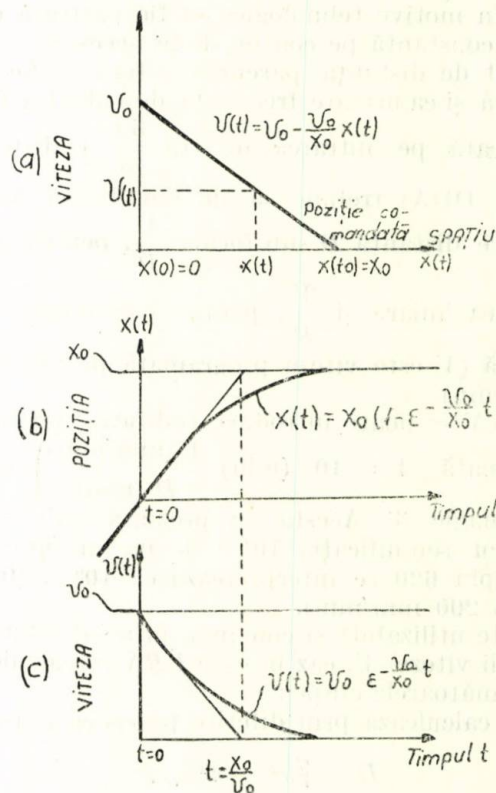


Fig. 12

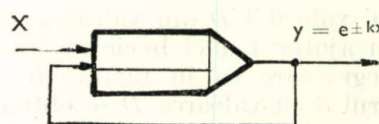


Fig. 13

soluții de forma trenurilor de impulsuri cu distribuție după exponențială:

$$y = e^{\pm Kx}, \quad (43)$$

Acest tren, fiind aplicat ca frecvență de test (de tipul $\frac{dx}{dt}$) dispozitivelor DDA de generare a vitezei pe traiectorie, impulsurile de comandă spre organele de execuție vor avea o frecvență modulată corelată după funcția [de exemplu la interpolare circulară (pentru axa x)]:

$$F(x) = M (1 - Ae^{-k_1 t}) \cdot Be^{-k_2 t} \cdot (C \sin \theta + D \cos \theta), \quad (44)$$

unde :

A = 1 pe durata accelerării și 0 în afara acesteia;

k_2 $\neq 0$ pe durata decelerării și 0 în afara acesteia;

C și D — coeficienți de cadran trigonometric;

C = 1 pentru $D = 0$ și invers,

unde $(n \cdot 90^\circ \leq \theta \leq (n+1) \cdot 90^\circ$ cu $n = 0, 1, 2, 3$).

În CN sînt aplicabile relațiile de accelerare :

$$F = 500 (1 - e^{-3.33 t}), \quad (45)$$

și pentru decelerare :

$$F = 500 e^{-3.33 t} \quad (46)$$

sau cu o pantă de decelerare mai rapidă :

$$F = 500 e^{-3.33 t} - 250 t \quad [18]. \quad (47)$$

4. Concluzii

Procedeele digitale iterative constituie în actuala etapă tehnici de vîrf ale logicii cablate, reușind să rezolve prin acumulări recurente, pas cu pas, după algoritme care modelează ecuațiile integrodiferențiale ale mișcării, generarea și controlul traiectoriei, vitezei și accelerației pentru conturare.

Comparînd procedeul DDA și cel prin rezolvare iterativă a ecuației traiectoriei (căutarea pasului), se observă că deosebirea esențială constă în variația vitezei tangențiale în raport cu tactul de calcul al interpolatorului de contur. Astfel, dacă DDA, prin faptul că pentru același tact de calcul poate genera simultan impulsuri de comandă pe cele 2 sau 3 axe, cît și datorită caracteristicilor sale de a genera viteze proporționale cu valori, menține la generarea dreptelor o viteză constantă pe axe și inconstantă pe contur, procedeul calculului iterativ al funcției determină variații ale vitezei pe axe și menținere relativ constante pe drepte interpolate. De exemplu, pe o dreaptă interpolată cu DDA viteza crește la 45° cu circa 30% în raport cu tactul de calcul. Aceasta deoarece la 45° inter-

polatorul realizat DDA emite impulsuri simultane față de tactul de calcul, ceea ce determină o mărire a vitezei față de acest tact cu $1/\sqrt{2}$ (prin parcurgerea ipotenuzei $\sqrt{2}$ într-un tact de calcul). Procedeul căutării pasului (calculul semnului funcției) este realizat prin reacție inversă (sub forma $\text{sgn } f(x, y)$ și ca urmare realizează o generare mai precisă a traiectoriei, evitînd efectul de degenerare a conturului propriu interpolarelor cu DDA la o rezoluție redusă.

Procedeele digitale iterative permit simplificarea funcționării și a structurii prin utilizarea creșterilor unitare în urma fiecărui calcul succesiv. Ele generează trenuri de impulsuri modulate în frecvență simulînd variabile, care generate de un dispozitiv de modelare (de exemplu a accelerației) devin ritm de calcul pentru următorul dispozitiv de modulare (al vitezei) și așa mai departe în cascadă, realizînd modularea corelată a frecvenței trenurilor de impulsuri după ecuații complexe.

În experimentările efectuate s-au utilizat celule DDA paralel modulare în cod BCD (fig. 14) și formate din memoriile de intrare, sumatorul de 4 biți, sumatorul de corecție în cod BCD și memoriile de acumulare.

Realizarea este modulară, compactă în tehnica TTL—MSI.

Elasticitatea, simplitatea și posibilitățile de modularizare oferite de tehnicile digitale ite-

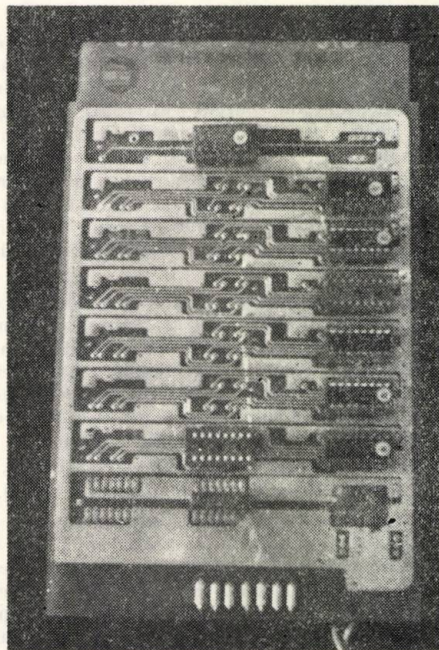


Fig. 14

relative vor determina probabil o întrepătrundere mai mare cu tehnicile programate și, în special microprogramate spre elaborarea de dispozitive „firmware” specifice fiecărei aplicații, determinînd echilibru între logica cablată și cea programată la realizările CNC.

Sperăm că prezentele considerații vor suscita sugestii și dezbateri în jurul acestor procedee digitale deosebit de eficiente.

BIBLIOGRAFIE

- [1] B é z i e r, P. *Numerical Control Mathematics and Applications*. John Wiley and Sons Ltd, 1972.
- [2] J u t z, M., K r e m p e r, D.: *Gleichstrommotoren mit digitaler Regelung*. In: Siemens Zeitschrift 26, H. 9, 1972.
- [3] F i t z n e r, A. O.: *Data processing method for minimizing potential errors occurring during linear and circular interpolation*. Pat, SUA, 1972.
- [4] M c. G e e, K. J. *Linear and Circular Interpolation Contouring Control Using Repeated Computation*. Pat. SUA, 1968.
- [5] T a k a s u m i M a c K a w a s.a. *Pulse allotting system of curve tracing equipment*. Pat. Japonia 40/54428; Pat. SUA 1972.
- [6] S h i l e i k o, A. V. *Digital Differential Analysers*. Londra, Pergamon Press, 1964.
- [7] F o r b e s, G. F. *Digital Differential Analysers*, 1956.
- [8] S h a n n o n, C. E. *Mathematical Theory of the Differential Analyzer*. In: Journal of Mathematics and Physics, 20, nr. 4, dec., 1941.
- [9] D a n i e l s s o n. *Incremental Curve Generator*. In: IEEE Trans. on Computers, vol. C-19, nr. 9, 1970.
- [10] F i s c h e r, H., K l i n g e, R., S c h e n d e l, C. *Interpolationsverfahren für Bahnsteuerungen bei Werkzeugmaschinen*. In: Siemens Zeitschrift 44, 1970.
- [11] R o s e, M. *Digital Interpolatoren in numerischen Bahnsteuerungen*. In: Der VEM Elektroanlagenbau, nr. 2, 1974.
- [12] P a r s o n s, B.: SN 7497 *Binary Rate Multiplier*. Texas Instruments, sept. 1970.
- [13] K e l l i n g, L. U. C. *Absolute feedrate velocity control for multiaxes pulse responsive servo using all digital circuitry*. Pat, SUA, 1969.
- [14] C u t l e r, H. *Feedrate servo control system*. Pat, SUA, 1970.
- [15] D u m m e r m u t h, E. H. *Numerical control contouring system wherein desired velocity information is entered into the system instead of feedrate number*. Pat, SUA, 1969.
- [16] W o r o n o w, A. A., S o l o k o v, G. N.: *Rechner mit digitalen Integratoren zur Programmierung von Kurven zweiter Ordnung*. In: Automatik i Telemekhanika 20 caiet 2, (1953), p. 176-83.
- [17] T a k o - o k i K a n a m o r i. *Locating speed reduction device*. Pat, SUA, 1971.
- [18] L u k e n s, G. B. *Accelerate - Decelerate Control System*. Pat, SUA, 1967.
- [19] D u m m e r m u t h, E. H. *Automatic acceleration-deceleration for a numerical controlled machine*. Pat. SUA 1971.
- [20] S â n d u l e s c u, G. *Corelarea modulării digitale în frecvență realizată în logică cablată sau programată aplicată în comenzile numerice de conturare*. In: Electrotehnica, Electronica și Automatica, martie, 1975.

NOTE

DEMODULATOR CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE INTEGRATE

În realizarea unei game largi de elemente de automatizare este necesară construirea unor amplificatoare cu un factor mare de amplificare, ceea ce a impus adoptarea soluției modulator-amplificator de curent alternativ — demodulator (MAD). De asemenea, există elemente care conțin numai amplificator de curent alternativ și demodulator sau numai un demodulator. În toate aceste cazuri pentru realizarea demodulatorului s-au utilizat diverse soluții care, în prezent, când circuitele integrate se produc în serie, nu satisfac performanțele impuse sau sînt depășite din punct de vedere tehnologic.

Din motive cunoscute (existența unei derivate etc.), de regulă, amplificarea necesară nu se realizează cu un singur amplificator operațional integrat. Există, totuși, amplificatoare operaționale integrate cu chopper, dar acestea sînt mai scumpe. În continuare, se descrie o schemă pentru un demodulator realizat cu circuite integrate. Firmele constructoare de amplificatoare operaționale descriu, în manuale de instrucțiuni, scheme pentru diverse utilizări, schema propusă nefiind găsită în materialele consultate [2].

Problema care trebuie rezolvată prin realizarea unui demodulator, este de a se obține un semnal de curent continuu de amplitudine, proporțional cu amplitudinea semnalului de curent alternativ și de semn dependent de faza semnalului demodulat. Schema prezentată în figura 1 este prevăzută cu două chei electronice, C_1 și C_2 , care comută semnalul supus demodulării la una dintre intrările amplificatorului operațional. Astfel, într-o semiperioadă, semnalul este comutat la intrarea (—) care determină la ieșire un semnal de semn opus celui de la intrare, iar în semiperioada următoare la intrarea (+), care determină la ieșire un semnal neînversat. În figura 2 sînt prezentate diagramele de variație în timp a semnalelor din schema din figura 1, pentru două forme de undă ale semnalului de intrare. Cele două chei electronice care trebuie să fie comandate de un semnal alternativ de aceeași frecvență cu semnalul supus demodulării, pot fi

realizate cu contacte sau fără contacte, în funcție de frecvența semnalului analizat. În aparatul pentru care s-a proiectat demodulatorul prezentat [5], cheile electronice s-au realizat cu elemente fără contacte, alegîndu-se soluția cu diode în

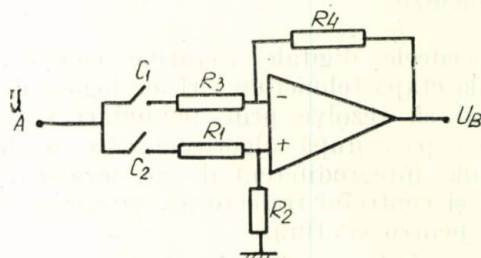


Fig. 1

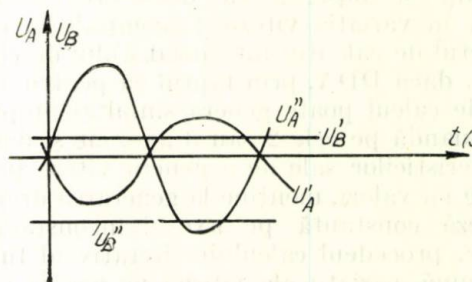


Fig. 2

regim de comutație (fig. 3). Astfel, într-o semiperioadă, curentul de comandă I_1 prin puntea P_1 , face ca rezistența R a diodei, să fie în sens direct de conectare, în punctul de funcțio-

nare ales. Pentru ca această rezistență să fie cit mai mică și să varieze în limite reduse, curentul de comandă I_1 se alege mult mai mare decât curentul comutat. În semiperioada cînd puntea P_1 este blocată rezistența între punctele a și b este mare, deoarece diodele sînt polarizate în sens invers de către

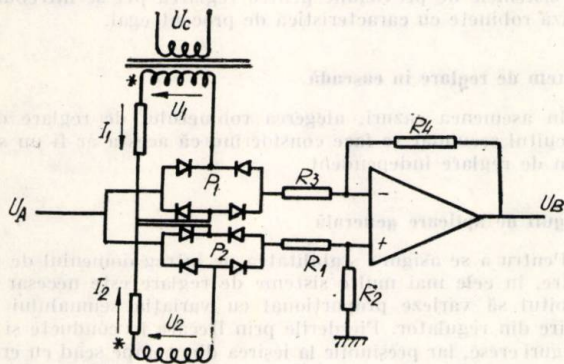


Fig. 3

tensiunea de comandă U_1 . Tensiunea de comandă U_2 blochează puntea P_2 în semiperioada în care puntea P_1 este în conducție și o deblochează în semiperioada în care puntea P_1 este blocată. În cazul cînd parametrii cheii electronice realizate cu diode nu satisfac cerințele impuse, se pot folosi cheii electronice realizate în scheme mai complexe [4].

Pentru ca amplificatorul operațional integrat să aibă același coeficient de amplificare în cele două semiperioade, valorile rezistențelor din circuit trebuie să satisfacă anumite condiții [3].

Deoarece valorile rezistențelor au o anumită toleranță în jurul valorilor nominale, pentru varierea coeficientului de amplificare s-a ales rezistența R_2 variabilă. Pentru simplificarea construcției elementelor de automatizare, demodulatorul poate îndeplini și funcția de filtrare a semnalului demodulat. În acest scop schema din figura 2 se completează cu condensatoare și rezistențe de filtrare. În acest mod se obține o schemă simplă pentru demodulator și filtru, caracterizată printr-o rezistență mare de intrare și rezistență mică de ieșire, ceea ce are mare importanță în construcția elementelor de automatizare.

Modulatorul prezentat a fost experimentat în cadrul unui regulator automat specializat, performanțele obținute satisfacînd condițiile impuse de clasa de precizie 0,25. În realizarea experimentală s-a folosit amplificatorul operațional integrat ROB 709, fabricat în țara noastră, parametrii cărui sînt cunoscuți din literatura de specialitate. Avînd în vedere particularitățile amplificatoarelor operaționale integrate se poate face un studiu teoretic al schemei prezentate în figura 1, dar acesta depășește volumul unei note informative.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Călin, S. *Reglatoare automate. Calculul și construcția*. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.
- [2] * * * *Prospecte și manuale de instrucțiuni Burr-Brown*.
- [3] Barna, A. *Amplificatoare operaționale*. București, Editura tehnică, 1974.
- [4] * * * *Circuite cu tranzistoare* (sub redacția Felea). București, Editura tehnică, 1974.
- [5] Nitu, K. *Metod neliniilor corecției impulsului sistem*. În: *Avtomatika i telemekhanika*, nr. 3, 1975, p. 65—69.

Ing. C. Nițu

ALEGEREA CARACTERISTICII ROBINETELOR DE REGLARE

Într-un sistem de reglare continuă robinetul de reglare este un element component deosebit de important și alegerea lui trebuie făcută cu multă grijă. În timp ce se acordă atenție dimensionării robinetului pentru a se asigura debitul cerut de proces, alegerea caracteristicii lui, adică curba debitului, în funcție de deplasarea tije robinetului este deseori neglijată. Această caracteristică trebuie aleasă ținînd seama de cerințele procesului, pentru a se ajuta regulatorul în menținerea stabilității sistemului și, în general, pentru a se asigura performanțe satisfăcătoare în întreg domeniul în care se poate desfășura procesul. Nu este îndreptățită opinia, destul de răspîndită din păcate, că un regulator PI va compensa orice discrepanță între caracteristica procesului și aceea a robinetului de reglare. În realitate, nu se va obține o reglare satisfăcătoare decît dacă se va alege un robinet cu o caracteristică adecvată procesului reglat. Această problemă este deseori dezbătută în literatura de specialitate [1], [2], [3].

Caracteristicile cele mai des întîlnite în practică la robinetele de reglare sînt: „liniară” și „de procent egal”, aceasta din urmă este denumită și „logaritmică”. Se poate face întotdeauna din aceste două o alegere care să corespundă cerințelor oricărui sistem de reglare. În figura 1 s-a arătat, pentru cele două caracteristici menționate, relația între debitul prin robinet și deplasarea tije pentru diferite rapoarte între căderea de presiune pe robinet ΔP maximă și minimă. Se vede că aceste caracteristici se modifică în funcție de raportul $\frac{\max. \Delta P}{\min. \Delta P}$. Aceste modificări apar cînd procesul trece de

la o situație în care cea mai mare parte din căderea de presiune are loc pe robinetul de reglare, de obicei la debite procentual mici, la situația în care cea mai mare parte din căderea de presiune se distribuie pe restul sistemului, ceea ce se petrece la debite mari. Stabilirea unde are loc cea mai mare parte din căderea de presiune totală este importantă și trebuie să se țină seamă de aceasta, pentru a se obține o alegere corectă a caracteristicii robinetului pentru un proces dat.

Mai sînt încă două aspecte importante care trebuie avute în vedere la alegerea corectă a caracteristicilor robinetului. Acestea sînt: dinamica procesului și caracteristicile elementului de măsură. Stabilirea caracteristicilor procesului ar cere o analiză pentru fiecare sistem de reglare, ceea ce necesită timp și de obicei nu se poate realiza în practică. Este

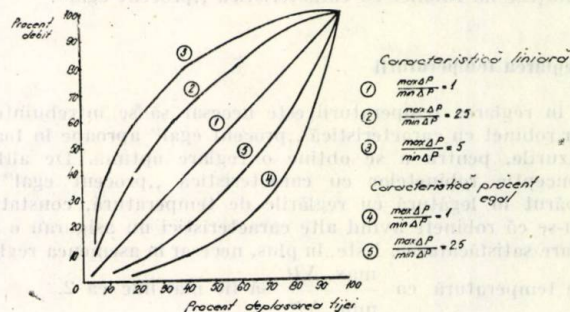


Fig. 1. Caracteristicile robinetelor de reglare.

însă posibil să se stabilească unele directive, bazate pe experiența vastă care există actualmente în acest domeniu în ce privește operațiile de reglare și perturbațiile care apar. Asemenea indicații, pentru reglarea diferiților parametri întîlniți în practică, sînt rezumate în cele ce urmează.

Reglare a debitului

În asemenea sisteme de reglare semnalul care indică măsurarea debitului poate fi liniar, în funcție de presiunea diferențială, indicînd valoarea la pătrat a debitului, sau liniar, în funcție de debitul măsurat. Aceste două tipuri de măsurare necesită o tratare deosebită pentru că influențează în mod deosebit răspunsul tranzitoriu al sistemului de reglare. În cele ce urmează se examinează diferitele situații care pot apărea.

a. Semnalul dat de elementul de măsură este liniar în funcție de debitul reglat; raportul $\frac{\max. \Delta P}{\min. \Delta P}$ în funcție de variația debitului este mai mare de 2,5; căderea de presiune pe robinet la debitul maxim este mai mică decât 40% din totalul căderii de presiune din sistem, inclusiv robinetul. În aceste condiții se recomandă un robinet cu caracteristică de tip „procent egal”.

b. Semnalul dat de elementul de măsură este liniar în funcție de debitul reglat; raportul $\frac{\max. \Delta P}{\min. \Delta P}$ în funcție de variația debitului este mai mic de 2,5; căderea de presiune pe robinet la debitul maxim este mai mică decât 40% din totalul căderii de presiune din sistem, inclusiv robinetul. În aceste condiții se recomandă un robinet cu caracteristică liniară.

c. Semnalul dat de elementul de măsură este liniar în funcție de presiunea diferențială; raportul $\frac{\max. \Delta P}{\min. \Delta P}$ în funcție de variația debitului mai mare de 5; căderea de presiune pe robinet la debitul maxim este mai mică decât 20% din căderea de presiune din sistem, inclusiv robinetul. În aceste condiții se recomandă un robinet cu caracteristică „procent egal”.

d. Semnalul dat de elementul de măsură este liniar în funcție de presiunea diferențială; raportul $\frac{\max. \Delta P}{\min. \Delta P}$ în funcție de debit este mai mic decât 5; căderea de presiune pe robinet la debitul maxim este mai mică decât 20% din căderea de presiune din sistem, inclusiv robinetul. Se recomandă robinet cu caracteristică liniară.

Reglarea presiunii

O asemenea reglare se subdivide în două grupe în funcție de condițiile de presiune din sistem. Dacă robinetul de reglare are sarcina de a menține o cădere de presiune pentru a satisface cerințele reglării, se va întrebuița un robinet cu caracteristică liniară. Dacă robinetul trebuie să funcționeze cu o cădere de presiune variabilă, cu un raport mai mare decât 2 la 1 între căderea maximă și minimă, pentru a satisface cerințele de reglare a sistemului, trebuie să se întrebuițeze un robinet cu caracteristică „procent egal”.

Reglarea temperaturii

În reglarea temperaturii este necesar să se întrebuițeze un robinet cu caracteristică „procent egal” aproape în toate cazurile, pentru a se obține o reglare optimă. De altfel, concepția robinetelor cu caracteristică „procent egal” a apărut în legătură cu reglările de temperatură, constatându-se că robinetele având alte caracteristici nu asigurau o reglare satisfăcătoare. Este, în plus, necesar în asemenea reglări de temperatură ca $\frac{\max. \Delta P}{\min. \Delta P}$ să fie mai mic ca 2.

Reglarea nivelului unui lichid

O asemenea reglare este cel mai bine realizată cu un robinet cu caracteristică „procent egal”, dacă raportul între căderea de presiune maximă și minimă pe robinet este mai mare decât 2,5. Dacă acest raport este mai mic (2,5), atunci se obțin performanțe mai bune cu un robinet cu caracteristică liniară.

Reglarea de pH

Concentrația măsurată printr-un dispozitiv analizor, cum este cazul cu pH, se reglează cel mai bine cu un robinet cu caracteristică de „procent egal”, dacă raportul dintre căderea de presiune pe robinet maximă și minimă este mai mare decât 2. Dacă acest raport este mai mic decât 2, un robinet cu caracteristică liniară asigură performanțe bune.

Sisteme de reglare cu previziune

Pentru asemenea sisteme stabilirea caracteristicii robinetului depinde de caracteristicile sistemului și de caracteristicile funcției întrebuițate pentru realizarea previziunii. În sistemele de previziune pentru reglarea pH se întrebuițază robinete cu caracteristică de procent egal.

Sistem de reglare în cascade

În asemenea cazuri, alegerea robinetului de reglare din circuitul secundar se face considerând că acesta ar fi un sistem de reglare independent.

Reguli de aplicare generală

Pentru a se asigura stabilitatea pe întreg domeniul de reglare, în cele mai multe sisteme de reglare este necesar ca debitul să varieze proporțional cu variația semnalului de ieșire din regulator. Pierderile prin frecare în conducte și fittinguri cresc, iar presiunile la ieșirea din pompe scad cu creșterea debitului. În consecință, căderea de presiune disponibilă pe robinetul de reglare scade, când debitul crește. Pentru a obține proporționalitatea uniformă dorită, este necesară deseori o caracteristică de procent egal, pentru a face față în aplicații cu căderi de presiune variabile. O caracteristică liniară este preferabilă aproape în toate cazurile, cu excepția de reglări de temperatură, când o presiune aproape constantă are loc pe robinetul de reglare.

Dacă se întrebuițează în mod nejustificat un robinet cu caracteristică procent egal, rezultă o creștere a coeficientului de amplificare a robinetului la debite mari. Aceasta poate face sistemul de reglare instabil, dacă banda de proporționalitate a regulatorului nu este redusă pentru debite mari. În acest caz însă, sistemul de reglare tinde să fie supraamortizat pentru debite mici și deci nu mai asigură o funcționare satisfăcătoare a sistemului de reglare pentru debite mici.

Dacă se alege o caracteristică liniară necorespunzătoare, se obțin rezultate nesatisfăcătoare, opuse celor precedente. Dacă s-a făcut acordul regulatorului pentru debite mari cu o bandă de proporționalitate mică, sistemul poate deveni instabil la debite mici, deoarece coeficientul de amplificare a robinetului poate deveni mai mare. Banda de proporționalitate trebuie stabilită pentru debite mici și în felul acesta, cu o alegere necorespunzătoare a caracteristicii, acordul regulatorului nu mai este satisfăcător pentru debite mari.

Concluzii

Recomandările precedente sînt condiționate de o corectă analiză a căderilor de presiune din sistemul reglat. Căderea de presiune maximă $\Delta P_{\max}$ poate fi de obicei determinată destul de precis. Căderea de presiune minimă în robinet la debitul maxim reprezintă estimății, fără o analiză amănunțită și de obicei aceste estimății sînt prea joase. O asemenea cădere minimă de presiune favorizează în mod eronat alegerea unui robinet cu caracteristică procent egal. Rezultatul final este că se alege un robinet supradimensionat cu caracteristică „procent egal”, care funcționează cu deschidere mică chiar pentru debitul maxim. În felul acesta se pierde posibilitatea obținerii unui răspuns corect la debite mici. Rezultă deci importanța stabilirii unei căderi de presiune realistică atât pentru dimensionarea robinetului, cât și pentru alegerea caracteristicii robinetului.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Ramsey, J. R. *Matching valves with process*. In: Requirements Instruments and Control Systems, iunie 1973.
- [2] Ramsey, J. R. *Control valve characteristic selection*. In: Technical Information Foxboro 31.10K, august 1975.
- [3] Schuder, C. B. *Control valve characteristics*. In: Instruments and Control Systems, martie 1967.

Ing. I. Papadache

CRONICĂ

Realizări de înaltă tehnicitate din domeniul industriei electrotehnice românești prezentate la Tîrgul de primăvară de la Leipzig — 1976

Pe lângă dezvoltarea relațiilor comerciale și încheierea unor contracte rodnice, rezultat al participării țării noastre la târgurile internaționale cu produse corespunzînd exigențelor pe plan mondial, nu pot fi trecute cu vederea efectele unei afirmări tot mai pregnante a industriei pe piața internațională, în toate sectoarele tehnicii și economiei.

Specialiștii, experții și comercianții străini apreciază tot mai mult produsele românești, rod al gândirii tehnice avansate, în continuă dezvoltare, a cercetătorilor, proiectanților și executanților acestor produse.

Ca în fiecare an România a participat și la ediția de primăvară a Tîrgului internațional de la Leipzig — 1976, expunînd pe o suprafață de aproximativ 1500 m.p.

Oferta românească s-a evidențiat prin varietatea și noutatea produselor din domeniile tehnicii frigului, electrotehnicii, electronicii și automaticii, utilajelor de foraj, extracție și minerit, mașinilor agricole și tractoarelor, utilajului alimentar, mașinilor de transportat și ridicat, mașinilor-unelte, utilajelor pentru construcții.

Sectoarele industriei electrotehnice, al electronicii și tehnicii de calcul, al instalațiilor de automatizare au reținut atenția prin produsele expuse de cunoscutele întreprinderi românești de comerț exterior Electroexportimport și Electrom. Standurile de electrotehnică au prezentat, printre altele, electromotoare și transformatoare, convertizoare de sudură cu motoare electrice asincrone, grupuri de sudură cu motoare termice, generatoare de sudură în curent alternativ, agregate de sudură, motoare și micromotoare electrice, motoare pentru mașini-unelte, acumulatori auto, baterii electrice, aparataj de joasă tensiune, mașini electronice de calcul, instalații de automatizare etc. Aceste produse s-au bucurat de aprecierea unanimă a specialiștilor străini, fiind corespunzătoare nivelului avansat al tehnicii mondiale și celor mai diferite exigențe ale specialiștilor străini.

În cele ce urmează se vor prezenta unele din produsele românești care au reținut atenția în mod deosebit.

ÎNTRERUPĂTOARE AUTOMATE SELECTIVE DE TIP OROMAX de 1000, 1600, 2000, 2500 A pentru protecția generatoarelor, motoarelor mari, transformatoarelor și liniilor electrice se disting prin :

- performanțe electrice și mecanice ridicate;
- capacitate de rupere de 50...55 kA la 500 V;
- execuții variate: fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță;

— numeroase posibilități de semnalizare și blocare.

ÎNTRERUPĂTOARE AUTOMATE ÎN CARCASĂ IZOLANTĂ TIP USOL (fig.1) de 100, 250, 500 și 800 A, caracterizate de :

- performanțe ridicate în gabarit redus;
- capacități de rupere de 8...25 kA la 500 V;
- execuții variate: fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță, cu borne pentru legături, față sau spate, cu declanșatoare de tensiune nulă sau de deschidere;
- multiple posibilități de semnalizare și blocare.

Aceste două produse sînt fabricate de binecunoscuta întreprindere bucureșteană „Electroaparataj”.

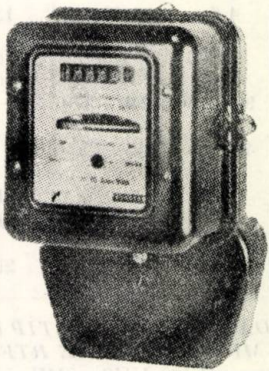


Fig. 2

CONTOARE ELECTRICE MONOFAZATE TIP CAM—6, 50 Hz, CAM—61, 50 Hz (fig. 2), CAM—62, 60 Hz, CAM—7, 50 Hz. Aceste contoare electrice sînt produse cu performanțe tehnice moderne, funcționînd la clasa de precizie 2 pînă la 400 % din sarcina nominală. Excepție fac numai variantele de 15 A, care nu funcționează continuu în clasa de precizie 2 pînă la 300% sarcină nominală.

Contoarele sînt destinate pentru înregistrarea energiei electrice active consumate de abonați.

Caracteristicile tehnice ale acestor contoare electrice sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

Contoare electrice	CAM—6	CAM—61	CAM—62	CAM—7
Tensiunea de referință, V	110, 120, 125, 127, 220, 230, 240	220	110, 120, 125, 127, 225, 230, 240	125, 220, 240
Curentul de bază, A	2,5; 5 10; 15	10	2,5; 5 10; 15	5; 10 20
Curentul maxim suportat permanent, A	10; 20 40; 45	40	10; 20 40; 45	20; 40 80
Frecvența nominală, Hz	50; 50	50	60; 60	50
Greutatea contorului (neambalat în capacul metalic), kg	1,375	1,450	1,375	1,450

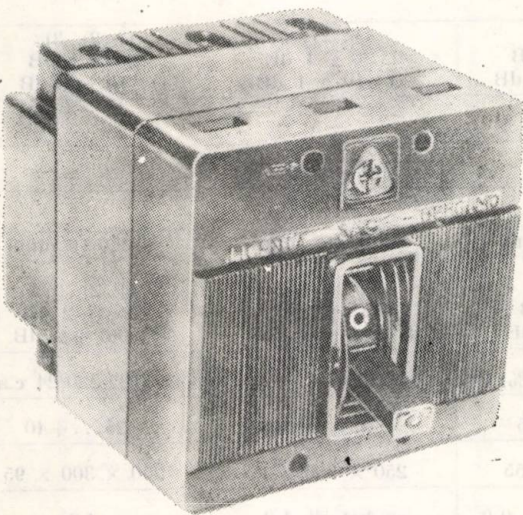


Fig. 1

Contoarele sint fabricate și se livrează atit pentru climat temperat, cit și pentru cel tropical de categoria TH—III.

GRUPURI DE SUDURĂ CU MOTOR TERMIC TIP GST de 350 și 500 A. Se compun dintr-un motor termic diesel, un generator de curent continuu și un tablou electric de comandă și control. Motorul termic diesel asigură funcționarea optimă a generatorului, făcînd posibilă funcționarea grupurilor de sudură pe orice șantier unde nu există rețea electrică.

CONVERTIZOARE DE SUDURĂ cu motor electric tip CS de 125, 350 și 500 A, compuse dintr-un motor electric, un generator de curent continuu și un tablou electric de comandă și control. Motorul electric este de tip asincron și poate fi alimentat cu tensiuni de la 220 la 250 V.

Tabelul 2

Caracteristici.	CS—125 A	CS—3	CS—315	CS—5
Putere motor, kW	4,6	11	12	21
Turație motor, rot/min	3 000	1 500	3 000	1 500
Frecvență, Hz	50	50	50	50
Curent sudură, A	95—160	240—370	245—370	370—625
Tensiune de lucru, V	43—65	43—75		52—76
Clasă rezultate, stator rotor	E B	E B	E B	E B
Greutate, kg	135	420	290	600

RADIOTELEFOANE PORTABILE TIP RTP-MF-S(SD), MOBILE—RTM-MF-S(SD) și FIXE RTF-MF-S(SD) sint aparate de emisie-recepție pe UUS cu MF și frecvențe fixe de lucru în simplex sau semiduplex, complet tranzistorizate, rezistente la șoc, vibrații și temperaturi, într-o gamă largă de valori.

Sint aparate de concepție și construcție simplă, modernă, fabricate cu materiale și componente de cea mai bună calitate, cu înalt grad de fiabilitate. Ele au un domeniu larg de utilizare în industrie, agricultură și transporturi.

În tabelul 3 sint prezentate caracteristicile tehnice ale acestor aparate.

Din gama de aparate electronice pentru măsurarea mărimilor electrice au fost expuse :

- **OSCILOSCOAPE** tip E—0101, E—0102, E—0103, pentru frecvențe de 0...5; 0...10 și 0...50 MHz;
- **FRECVENȚMETRE** tip E—0202 și 0203;
- **VOLTMETRE** : E—0401;
- **MILIVOLTMETRE** E—0402;
- **GENERATOARE DE JOASĂ FRECVENȚĂ** : E—0501;
- **TRANZISTORMETRE** : E—0702 ș.a.

La ediția de primăvară a Tîrgului de la Leipzig au mai fost prezentate și aparate electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice, cum sint :

— **VIBROMETRUL ELECTRONIC** N—2103 cu : domeniul de frecvență de 2...40 Hz; amplitudinea vibrației între 0,3 μ m...1 m; viteza vibrației de 0,03 mm/s...50 m/s; dimensiunile 470 $\times$ 190 $\times$ 390 mm și greutatea de 15 kg.

— **MICROCOMPARATOR ELECTRONIC** N—2201, al cărui domeniu de măsură este cuprins între 0... $\pm$ 200 μ m, care posedă dispozitiv de semnalizare optică a abaterilor față de valorile prestabilite.

— **TENSOMETRE ELECTRONICE** N—2301 și N—2302, avînd domeniul de măsură între 0... $\pm$ 100 000 μ /m și

— **STROBOSCOPI ELECTRONICI** N—2601, a cărei gamă de frecvențe este cuprinsă între 5 și 5 000 Hz.

Întreprinderea de aparate electronice de măsură și industriale din București, producătoarea aparatelor descrise mai sus, pune la dispoziția solicitanților documentații complete.

Tabelul 3

Caracteristicile radiotelefoanelor	—portabile RTP—MF—S (SD)	— mobile RTM—MF—S(SD)		— fixe RTF—MF—S(SD)
1 Gama de frecvențe, MHz	1) 30—41	2) 56,5—58	3) 73—76	4) 146—147
2 Numărul canalelor	6		8	2 (6)
EMITĂTORUL				
3 Puterea de ieșire, W	1), 2), 3): 0,6 ± 1 dB 4): 0,5± 1 dB	1); 2); 3); 20 ± 1 dB 4): 10 ± 1 dB		1), 2), 3): 20 ± 1 dB 4): 10 ± 1 dB
4 Deviația de frecvență maximă, kHz	± 5			
5 Caracteristica A.F., Hz	300 — 30 000			
RECEPTORUL				
6 Puterea de ieșire, W	≤ 0,2/70 ohmi	≤ 2,5/16 ohmi		≤ 2,5/16 ohmi
7 Sensibilitatea, μV	1), 2), 3): 0,7 ± 2 dB 4): 0,8 ± 2 dB	1), 2), 3): 05, ± 2 dB 4): 0,6 ± 2 dB		1), 2), 3): 05, ± 2 dB 4): 0,6 ± 2 dB
8 Alimentarea, V	12 (−15...+20 %) c.c.	6,3; 12,6; 25,2 c.c.		110/127/220/24 c.a.
9 Domeniul de temperatură, °C	−40...+55	−25...+40		−25...+40
10 Dimensiuni — UER, mm	245 × 85 × 55	250 × 300 × 95		250 × 300 × 95
11 Greutatea — UER, kg	fără baterii 0,9	cu baterii 1,3		4,8

Soluții economice pentru construcția, dezvoltarea și modernizarea rețelelor de telecomunicații, prezentate la Tîrgul de primăvară de la Leipzig—1976 de R.F.T.—Nachrichtentechnik din R.D.G.

Corespunzător importanței mereu crescînde a telecomunicațiilor în dezvoltarea legăturilor de telecomunicații în toate sferile activității științifice, economice și social-politice, industria de telecomunicații din R.D.G. a prezentat, în cadrul Tîrgului de primăvară de la Leipzig, ca produse principale ale tehnicii mijloacelor de telecomunicații și ale tehnicii măsurătorilor — aparate de precizie din acest sector.

Oferta R.D.G. de produse tehnice pentru industria de telecomunicații este axată pe soluționarea multor probleme de aplicabilitate în actualele probleme de telecomunicații. Ele lasă să se recunoască imediat că creatorii și constructorii din domeniul tehnicii în telecomunicații nu au urmărit doar îndeplinirea cantitativă, ci mai ales calitativă a necesarului de produse pentru a oferi solicitanților aparate și instalații de tehnică majoră.

Pentru necesarul instalațiilor din întreprinderi și instalații speciale, RFT-NACHRICHTENTECHNIK oferă telefonul de masă „Variant” în modele diferite, aparate telefonice pentru industrie, aparate de anticameră (de secretariat) în diverse mărimi, teleimprimatoare, aparate de emisie-recepție în sortimente noi pentru condiții ale mediului înconjurător. Pe tîrîmul centralelor telefonice de mari întreprinderi se pot enumera cele de tipul ATZ 66 N, care pot cuprinde de la 200 de interioare în sus pînă la nelimitat, grupate în trepte de cîte 100 aparate, apoi centrale R IV/16 pentru conexiuni mai limitate de aparate.

Pentru dezvoltarea și modernizarea rețelelor de comunicații locale și interurbane, cit și pentru extinderea legăturilor internaționale și intercontinentale, programul de expoziție a mai cuprins o variată serie de centrale telefonice staționare și mobile, ca și instalații de telecomunicații de înaltă eficiență economică și în condiții de securitate deplină.

În tehnica frecvențelor joase au fost elaborate soluții constructive noi, materializate în sistemul VZ 12 pentru funcționare cu cablu și în sistemul 12+12. Acesta din urmă se poate monta acolo unde este necesară transmiterea pînă la 24 canale pentru telefonie, telex și telegraf, prin cablu subpămîntean, cablu aerian sau stație radiotelegrafică. Sistemul a fost conceput de așa manieră încît să permită instalarea cu ușurință a unei centrale, datorită instalațiilor grupate, fie în sisteme de supraetajare, fie adăpostite în cutere ce se asamblează fără greutate. Sistemul a fost lărgit și pentru instalații de telegrafie cu curent alternativ ca instalație fixă și împreună cu un dulăpior de 0,4 m înălțime, VWT 6 pentru 6 canale.

O altă noutate a programului expozițional prezentat de RFT-NACHRICHTENTECHNIK este instalația de transmisie pentru crearea de circuite cu participanți mobili.

În domeniul tehnicii transmisiilor UKW s-a expus, ca noutate, din seria „Sistem U 700” — un port-receptor portativ UET 720, care funcționează în banda de 2 m, pe același canal cu stațiile de emisie din aceeași bandă de frecvență.

Ca noutăți în domeniul transmisiilor comerciale au fost prezentate radioreceptorul de știri EKD pentru telefonie și telegrafie la mare distanță, cu punere la punct a frecvenței de cîte 10 Hz, precum și receptorul EGD01 (fig. 1) care corespunde, ca post fix sau mobil, celor mai exigente cerințe de transmisiile comerciale.

Pe baza experienței acumulate în domeniul dezvoltării și al realizării de instalații de teleemisiune și de recepție, întreprinderea VEB Funkwerk Köpenick a realizat o serie tip de emițătoare de telecomunicații pe unde scurte din clase de putere de 1 kW (fig. 2), 5 kW și 20 kW cu automatizare completă. Cele trei tipuri au fost dotate cu o acordare automată a frecvenței, iar funcțiunile cele mai importante sînt telecomandabile.

Instalația de comandă — tipizată pentru cele 3 amplificatoare de putere — se poate afla la o distanță de pînă la 100 m de la amplificatorul de putere. Astfel, în centrale de emisiune, instalațiile de comandă ale mai multor emițătoare pot fi unite la un singur dispecerat și deservite de către o

singură persoană. Amplasarea amplificatoarelor de putere într-o încăpere separată prezintă avantaje multiple în ce privește pozarea cablurilor necesare, climatizarea, protecția dispecerului împotriva zgomotului și curentului de aer.

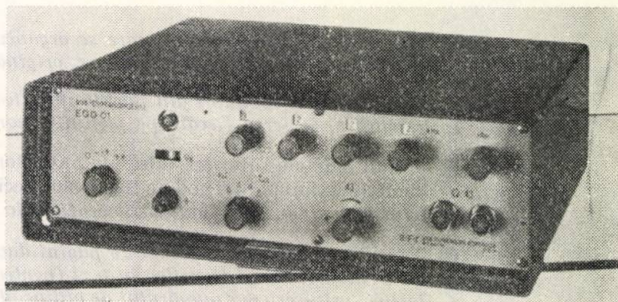


Fig. 1

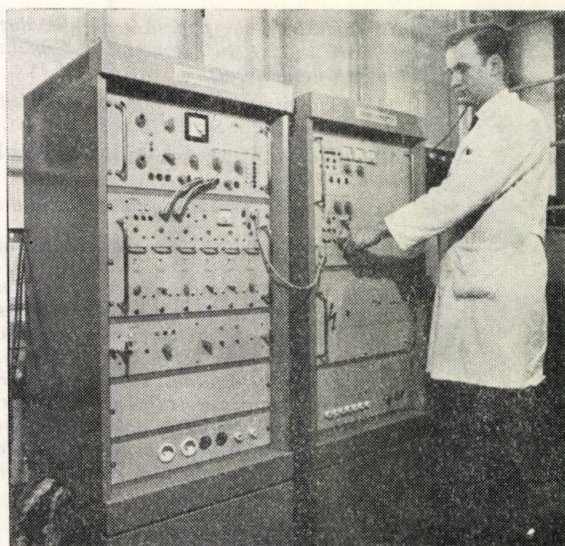


Fig. 2

Datorită posibilității amplasării separate rezultă următoarele variante de deservire :

— Deservire la amplificatorul liniar de putere :

- a) regim automat ;
- b) comandă manuală (și în cazul defectării automaticii).

— Deservire de la instalația de comandă amplasată separat :

- a) regim automat pe frecvențe liber selectabile ;
- b) regim cu program.

În aparatul încorporat de memorizare a programului pot fi memorizate 10 programe (frecvență, felul emisiunii, deviația frecvenței, viteza de manipulare).

— Telecomandă la diferite distanțe :

- a) pot fi chemate 10 programe de la instalația de comandă ;
- b) cele 10 frecvențe programate pot fi chemate ; felurile de emisiune, deviațiile de frecvență, vitezele de manipulare și intrările de modulare sînt liber selectabile.

Modularea, respectiv manipularea, pot fi aplicate emițătorului la partea frontală a instalației de comandă (prin racordarea directă a unui microfon, unui manipulator, unui teleimprimator sau unui donator de date) sau prin două intrări de conductor comutabile. Puterea instalată a intrărilor de conductor corespunde normelor internaționale.

G.A.

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

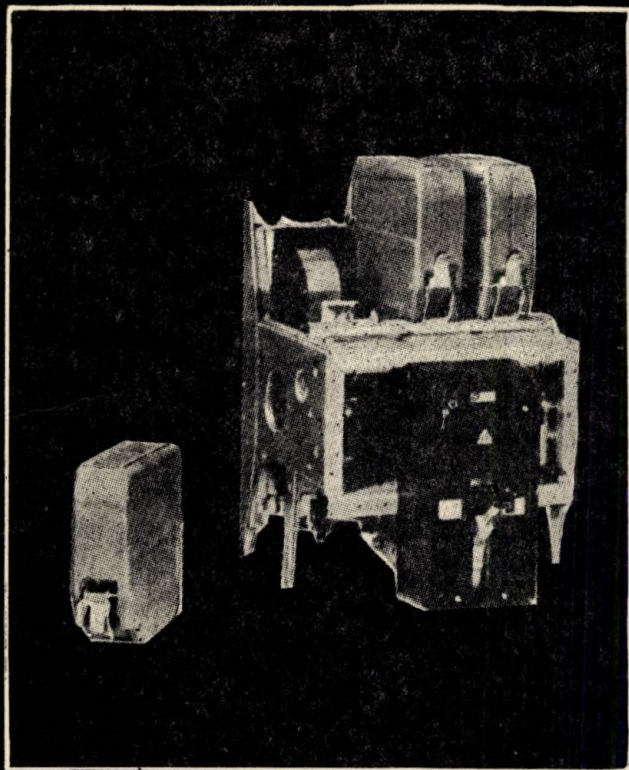
Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare; acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la 2 rinduri.
- Textul de bază — maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură față a hîrtiei (format A4), la 2 rinduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea: Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.
- Bibliografia — pe pagină separată, dactilografiată la 2 rinduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).
 - [1] Vladimirescu, A. Calculator-Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-10, nr. 3, 1975, p. 151-160.
 - [2] Bulucea, C., Vais, M. și Profela, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.
 - [3] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.
- Legende la figuri — pe pagină separată, dactilografiată la 2 rinduri.

Figurile lucrării, în număr de maximum 10 la număr maxim de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimantele de calculator și fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără relușare în tipografie.

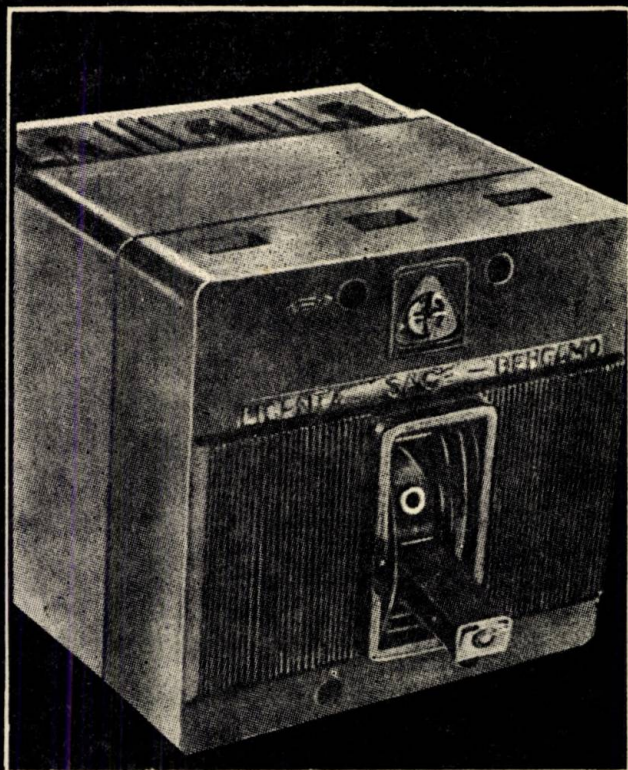


Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.



**INTRERUPTOARE AUTOMATE SELECTIVE
TIP OROMAX 1 000, 1 600, 2 000, 2 500 A
PENTRU PROTECȚIA GENERATOARELOR,
MOTOARELOR MARI, TRANSFORMATOA-
RELOR ȘI LINIILOR**

- performanțe electrice și mecanice ridicate
- capacitate de rupere de 50...55 kA la 500 V
- execuții variate : fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță
- numeroase posibilități de semnalizare și blocare



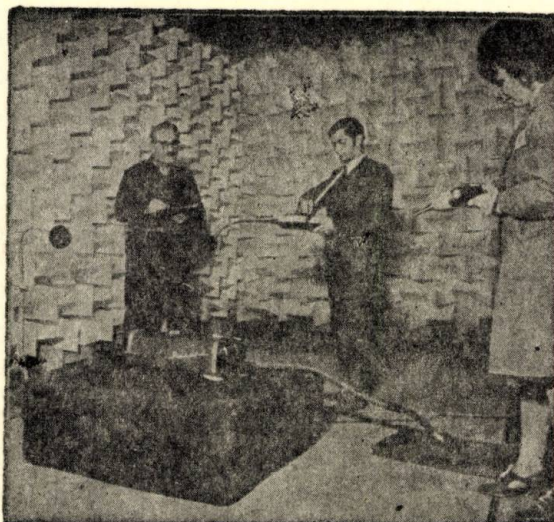
**INTRERUPTOARE AUTOMATE ÎN CARCASĂ
IZOLANTĂ TIP USOL 100, 250, 500 și 800 A**

- performanțe ridicate în gabarit redus
- capacități de rupere 8 . . . 25 kA la 500 V
- execuții variate : fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță, cu borne pentru legături față sau spate, cu declanșatoare de tensiune nulă sau de deschidere
- numeroase posibilități de semnalizare și blocare



ELECTROAPARATAJ

București ● B-dul Marelui Stadion nr. 3, telefon 35 04 00 telex ● 11692 ELAPAR



Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

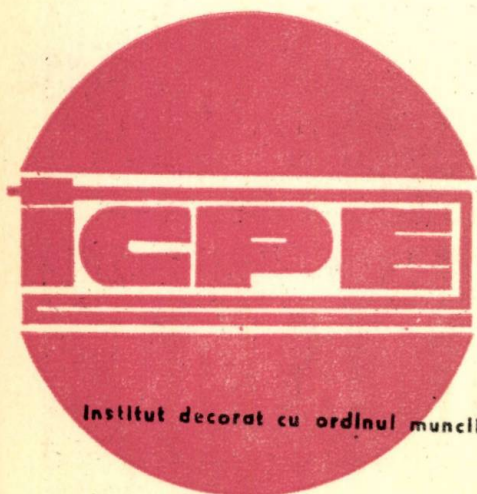
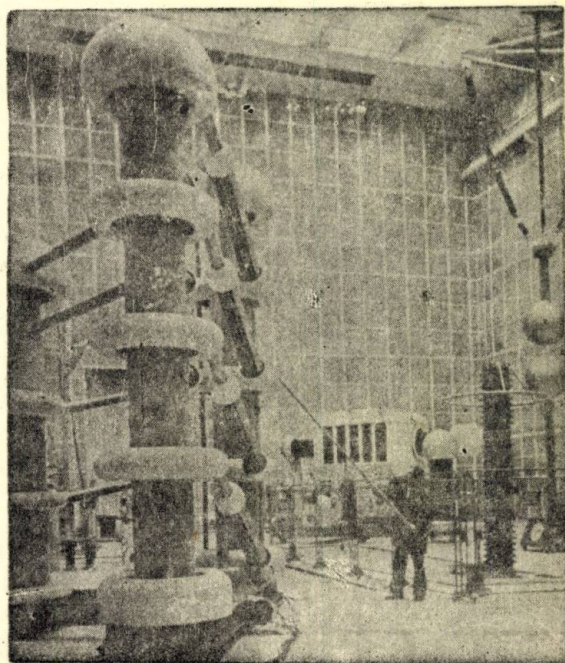
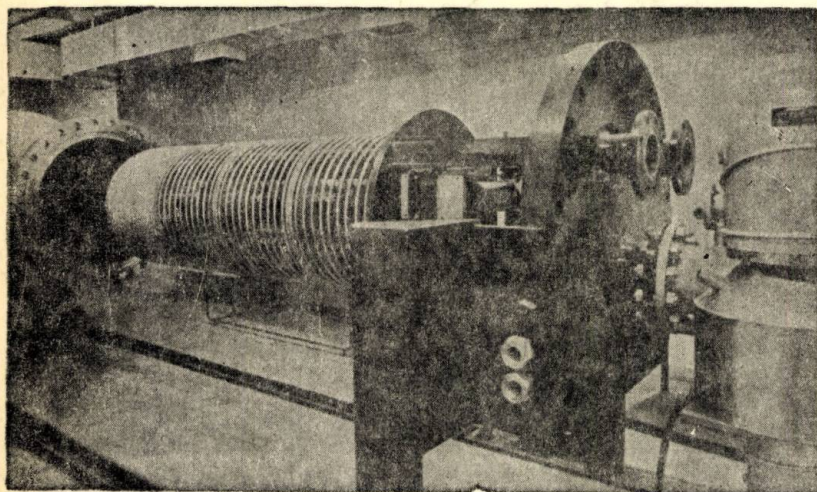
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajându-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 20

Nr. 3

septembrie 1976

CUPRINS

CZ 621-52:621.3.028

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
JONCTIUNE PN
REZISTENȚA TERMICĂ

Obreja, V. : Asupra regimului termic de funcționare a dispozitivelor semiconductoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 105

Lucrarea precizează modelul de circuit, termic, pe baza căruia se poate deduce formula generală a impedanței termice a dispozitivelor semiconductoare.

CZ 669.21:621.3.027

AURUL
REGIUNE DE SARCINĂ SPAȚIALĂ
CAPACITATEA JONCTIUNII
TENSIUNE DE STRĂPUNGERE

Sachelarie, D., Băzu, M., Sachelarie, M., Găiseanu, F. și Lungu, D. : Starea de încărcare a nivelelor energetice ale aurului din regiunea de sarcină spațială a joncțiunilor PN cu siliciu.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 114

În lucrare se tratează teoretic problemele gradului de dopare cu impurități acceptoare de aur din regiunea de sarcină spațială a joncțiunilor PN cu siliciu, însoțite de verificarea lor experimentală.

CZ 621.318.74

FILTRU ACTIV TRECE-BANDĂ
FUNCȚIE DE TRANSFER

Lazarovici, C. : Determinarea performanțelor unui filtru activ trece-bandă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 120

Sint prezentate elementele teoretice și experimentale pentru un filtru activ, utilizat în realizarea aparatelor electronice specializate.

CZ 621.3.07

PROCES DE CONDUCERE
REGLARE AUTOMATĂ

Andrei, N. : Conceptul modern de conducere și reglare automată.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 128

Lucrarea abordează problematica centrală a teoriei reglării automate convenționale prin optica modelului formal.

CZ 621.3.076.52

FUNCTII DE TRANSFER
IDENTIFICARE
CALCUL NUMERIC

Tertișco, M. și Stoica, P. : Determinarea funcției de transfer din caracteristica de frecvență.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 133

În lucrare se dezvoltă o metodă analitică de obținere a expresiei funcției de transfer, din caracteristicile de frecvență determinate experimental.

CZ 621.373.3

OSCILATOARE
DIODE SEMICONDUCTOARE
MICROUNDE

Costea, I. și Tebeanu, T. : Oscilatoare cu diode semiconductoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 137

Se prezintă elemente de teoria oscilatoarelor cu semiconductoare în microunde, stabilitate, amorsare, precum și date asupra unui oscilator cu diode IMPATT.

NOTE

143

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

147

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. M. MĂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNAȘESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI

Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automată, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D. — I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la O.I.D., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 30.16.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 1365. Taxe poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 011226

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621-52:621.3.028

СОПРОТИВЛЕНИЕ ТЕРМИЧЕСКОЕ
СТЫК РН
УСТРОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ

Обреза, В.: Относительно термического режима действия полупроводниковых устройств.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 3, сент 1976, стр. 105

Работа представляет образец термической цепи, на основе которой можно вывести общую формулу термического импеданса полупроводниковых устройств.

УДК 669.21:621.3.027

ЕМКОСТЬ СТЫКА
ЗОЛОТО
НАПРЯЖЕНИЕ ПРОБОЯ
ОБЛАСТЬ ОБЪЕМНОГО ЗАРЯДА

Сакеларие, Д., Бызу, М., Гэйсяну, Ф. и Лунгу, Д.: Состояние заряда энергетических уровней золота в области объемного заряда и стыков РН с кремнием.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 3, сент 1976, стр. 114

В работе теоретически освещены задачи состояния заряда золотых загрязнений в режиме объемного заряда стыков РН с кремнием, а также и их экспериментальная проверка.

УДК 611.318.74

ФИЛЬТР АКТИВНЫЙ ПОЛОСНОПРОПУСКАЮЩИЙ
ФУНКЦИЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ

Лазарович, К.: Определение достижений активного полоснопропускающего фильтра.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 3, сент 1976, стр. 120

Представлены теоретические и экспериментальные элементы для активного фильтра, использованного для осуществления электронных специализированных аппаратов.

УДК 621.3.07

ПРОЦЕСС УПРАВЛЕНИЯ
РЕГУЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЕ

Андрей, Н.: Современная концепция управления и автоматического регулирования.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 3, сент 1976, стр. 128

В работе освещена центральная проблематика теории автоматического условного регулирования посредством оптики формальной модели.

УДК 621.3.076

ВЫЧИСЛЕНИЕ ЧИСЛЕННОЕ
ИДЕНТИФИКАЦИЯ
ФУНКЦИЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ

Тертишко, М. и Стойка, П.: Определение передаточной функции из характеристики частоты.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 3, сент 1976, стр. 133

В работе представлен аналитический метод получения выражения передаточной функции, из характеристик частоты, определенных экспериментальным путем.

УДК 621.375.3

ДИОДЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ
МИКРОВОЛНЫ
ОСЦИЛЛЯТОР

Костя, И. и Тебэну, Т.: Осцилляторы с полупроводниковым диодом.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, № 3, сент 1976, стр. 137

Представлены теоретические элементы полупроводниковых осцилляторов в микроволнах, устойчивости возбуждения, пуска, как и данные относительно осциллятора с диодами IMPATT.

НОТА
ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

INHALT

DK 621-52:621.3.028

HALBLEITERBAUELEMENTE
PN ÜBERGANG
THERMISCHE IMPEDANZ

Obreja, V.: Über den thermischen Betriebszustand der Halbleiterbauelemente.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 105

Die Arbeit enthält das Modell eines thermischen Kreislaufs, auf Grund dessen man die allgemeine Formel der thermischen Impedanz der Halbleiterbauelemente ableiten kann.

DK 669.21:621.3.027

DAS GOLD
RAUMLADUNGSFELD
ÜBERGANGSKAPAZITÄT
DURCHSCHLAGSSPANNUNG

Sachelarie, D., Băzu, M., Sachelarie, M., Găiseanu, F. și Lungu, D.: Belastungszustand der Energiepegel des Goldes im Bereiche des Raumladungsfeldes der Silizium — PN Übergänge.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep. 1976, p. 114

Es werden die theoretischen Probleme des Belastungszustandes für akzeptive Goldfremdkörper im Bereiche des Raumladungsfeldes der Silizium — PN Übergänge samt eines experimentellen Nachweises erläutert.

DK 621.318.74

AKTIVES BANDDURCHFÜHRUNGSFILTER
ÜBERTRAGUNGSFUNKTION

Lazarovici, C.: Feststellung der Spitzenleistung eines aktiven Banddurchführungsfilters.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 120

Es werden die theoretischen und experimentellen Elemente eines aktiven Filters entwickelt, welche für die Herstellung elektronischer Spezialgeräte verwendet werden.

DK 621.3.07

FÜHRUNGSPROZESS
AUTOMATISCHE REGELUNG

Andrei, N.: Die moderne Auffassung über die Führung und automatische Regelung.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 128

Die Arbeit enthält die Hauptprobleme der automatischen Regelung mittels des formellen Modells.

DK 621.3.076.52

ÜBERTRAGUNGSFUNKTION
IDENTIFIZIERUNG
DIGITALES RECHNEN

Fertico, M. und Stoica, P.: Festlegung der Übertragungsfunktion mittels der Frequenzcharakteristik.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 133

Es wird eine analytische Methode für die Bestimmung der Transferfunktion mit Hilfe der Frequenzcharakteristik entwickelt.

DK 621.375.3

SCHWINGUNGSGENERATOREN
HALBLEITERDIODEN
MIKROWELLEN

Costea, I. und Tebeanu T.: Schwingungsgeneratoren mit Halbleiterdioden.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 137

Es werden Elemente der Schwingungsgeneratortheorie mit Halbleiter für Microwellen, Stabilität, Schaltung sowie Angaben über einen Schwingungsgenerator mit IMPATT-diode erläutert.

DATEN

143

PRODUKTE DER RÜMANISCHEN INDUSTRIE

147

CONTENTS

DC 621-52 : 621.3.028

SEMICONDUCTOR DEVICES
PN - JUNCTION
THERMAL RESISTANCE

Obreja, V : On the thermal working conditions of the semiconductor devices.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 105

The work points out the thermal circuit model, on the basis of which there can be established the semiconductor devices thermal impedance general formula.

DC 669.21 : 621.3.027

GOLD
SPACE CHARGES AREA
JUNCTION CAPACITY
BREAKDOWN VOLTAGE

Sachelarie, D., Băzu, M., Sachelarie, M., Găiseanu, F. și Lungu, D. : The charge state of the gold energy levels in the silicon PN - junctions space charge area.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 114

The work presents from a theoretical point of view the problems relative to the doping degree with gold acceptor impurities of the silicon PN - junctions of the space charge area, accompanied by their experimental testing.

DC 621.318.74

ACTIVE BAND PASS FILTER
TRANSFER FUNCTION

Lazarovici, C. : The performance determination of an active band pass filter.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 120

The theoretical and experimental elements are presented for an active filter, used for the construction of the specialized electronic apparatus.

DC 621.3.07

PRIVING PROCESS
AUTOMATIC REGULATION

Andrei, N. : The modern concept of automatic driving and regulation.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 128

The work approaches the central problem of the conventional automatic regulation theory as viewed from the formal model point of view.

DC 621.3.076.52

TRANSFER FUNCTION
IDENTIFICATION
NUMERICAL CALCULUS

Tertișco, M and Stoica, P. : The determination of the transfer function from the frequency characteristic.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 134

The work develops an analytical method of obtaining an expression for the transfer function, from the frequency characteristics which have been experimentally determined.

DC 621.373.3

OSCILLATORS
SEMICONDUCTOR DIODES
MICROWAVES

Costea, I. and Tebeanu, T. : Oscillators with semiconductor diodes.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 137

There are presented elements of the theory regarding the oscillators with semiconductors in microwaves, stability, wave starting, as well as data concerning an oscillator with IMPATT diodes.

NOTE 143
ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 147

SOMMAIRE

CD 621-52 : 621.3.028

DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS
JONCTION PN
RESISTANCE THERMIQUE

Obreja, V : Sur le régime thermique du fonctionnement de dispositifs semiconducteurs.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 105

L'ouvrage précise le modèle de circuit thermique conformément auquel, on peut déduire la formule générale de l'impédance thermique des dispositifs semiconducteurs.

CD 669.21 : 621.3.027

OR
REGION DE CHARGE SPATIALE
CAPACITE DE LA JONCTION
TENSION DE PERCEMENT

Sachelarie, D., Băzu, M., Sachelarie, M., Găiseanu, F. și Lungu, D. : L'état de charge des niveaux énergétiques de l'or de la région de charge spatiale des jonctions PN à silicium.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 114

L'ouvrage traite du point de vue théorique, les problèmes du degré de dopage avec des impuretés acceptrices de l'or de la région de charge spatiale des jonctions PN à silicium, ainsi que leurs vérification expérimentale.

CD 621.318.74

FILTRE ACTIF PASSE-BANDE
FONCTION DE TRANSFERT

Lazarovici, C. : La détermination des performances d'un filtre actif passe-bande.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 120

L'article présente les éléments théoriques et expérimentaux concernant un filtre actif, utilisé dans la réalisation des appareils électroniques spécialisés.

CD 621.3.07

PROCESSUS DE COMMANDE
REGULATION AUTOMATIQUE

Andrei, N. : Le concept moderne de commande et de régulation automatique.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 128

L'ouvrage aborde le problème central de la théorie de la régulation automatique conventionnelle à l'aide de l'optique du modèle formel.

CD 621.3.076.52

FONCTIONS DE TRANSFERT
IDENTIFICATION
CALCUL NUMERIQUE

Tertișco, M. et Stoica, P. : La détermination de la fonction de transfert de la caractéristique de fréquence.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 134

Dans l'ouvrage on développe une méthode analytique pour obtenir l'expression de la fonction de transfert, à l'aide des caractéristiques de fréquence déterminées expérimentalement.

CD 621.373.3

OSCILLATEURS
DIODES SEMICONDUCTRICES
MICROONDES

Costea, I. et Tebeanu, T. : Oscillateurs aux diodes semiconductrices.

E.E.A. - *Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 137

On présente des éléments de la théorie des oscillateurs aux semiconducteurs en micro-ondes, la stabilité, l'amorçage, ainsi que des notions concernant un oscillateur aux diodes IMPATT.

NOTES 143
REALIZATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 147

Asupra regimului termic de funcționare a dispozitivelor semiconductoare

VASILE OBREJA* — București

1. Introducere

O siguranță bună în funcționarea dispozitivelor semiconductoare din aparatura electronică sau electrotehnică se realizează prin stabilirea unui echilibru termic între disiparea puterii suportate și evacuarea căldurii din dispozitiv la o temperatură a joncțiunii, T_j , care nu depășește o valoare maximă admisibilă $T_{j\max}$. Temperatura limită $T_{j\max}$, pentru dispozitivele semiconductoare cu siliciu, este de $150 \div 200^\circ\text{C}$.

În prezent, evaluarea temperaturii T_j poate fi făcută dacă se cunoaște rezistența termică R_{th} sau impedanța termică $Z_{th(t)}$ a dispozitivului. Foile de catalog ale dispozitivelor semiconductoare indică acești parametri, a căror definiție reiese din relațiile:

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{P}, \quad (1)$$

$$Z_{th(t)} = \frac{T_{j(t)} - T_a}{P}, \quad (2)$$

unde:

P este puterea pe care o disipă dispozitivul;

T_a — temperatura mediului ambiant în care se află dispozitivul;

t — timpul.

Relațiile (1) și (2) sînt menționate în multe lucrări de specialitate, iar o dovadă a acceptării lor generale o constituie și faptul că sînt menționate în standarde interne [1], [2] și internaționale.

nale ca recomandări de standardizare CAER sau CEI, deși se menționează că este greu de stabilit precizia cu care se determină temperatura T_j în funcționarea dispozitivelor, pe baza parametrilor R_{th} și $Z_{th(t)}$ măsurați.

O analiză teoretică a regimului termic de funcționare a dispozitivelor semiconductoare [3], [4], [5], [6], [7], are în vedere un model de circuit termic, pornind de la analogia care se poate face între conducția căldurii și conducția sarcinii electrice prin corpuri asimilindu-se:

— diferența de temperatură ΔT , cu diferența de potențial electric sau tensiunea ΔV ;

— cantitatea de căldură evacuată din dispozitiv în unitatea de timp sau putere disipată P , cu curentul electric I ;

— rezistența termică R_{th} , cu rezistența electrică R .

Această analiză nu scoate însă în evidență legătura care ar putea exista, de exemplu, între R_{th} , $Z_{th(t)}$ sau T_j , pe de o parte, și parametrii constructivi și condițiile de funcționare ale dispozitivului, pe de altă parte.

Existența și cunoașterea unor relații matematice ar servi la determinarea cu o precizie mai bună a temperaturii T_j , în diverse condiții de funcționare sau la efectuarea unor modificări constructive și tehnologice, asigurîndu-se astfel o fiabilitate crescută a dispozitivelor semiconductoare.

În această lucrare se precizează modelul de circuit termic, pe baza căruia se poate deduce formula generală a impedanței termice tranzitorii a dispozitivului, luînd în considerare parametrii constructivi și condițiile de funcționare ale acestuia, după care rezultatele teoretice obținute vor fi supuse unei verificări experimentale, pe dispozitive semiconductoare concrete.

* Ing. V. Obreja lucrează în cadrul Inst. pentru componente electronice (ICCE) Băneasa — București.

2. Construcția dispozitivelor semiconductoare

Secțiuni prin multe tipuri de dispozitive semiconductoare (fig. 1) indică că, practic, toată căldura care se degajă în joncțiunea *pn* a structurii semiconductoare când dispozitivul funcționează (are aplicată la bornele sale tensiunea electrică), se evacuează în mediul ambiant printr-o serie de straturi din materiale diferite.

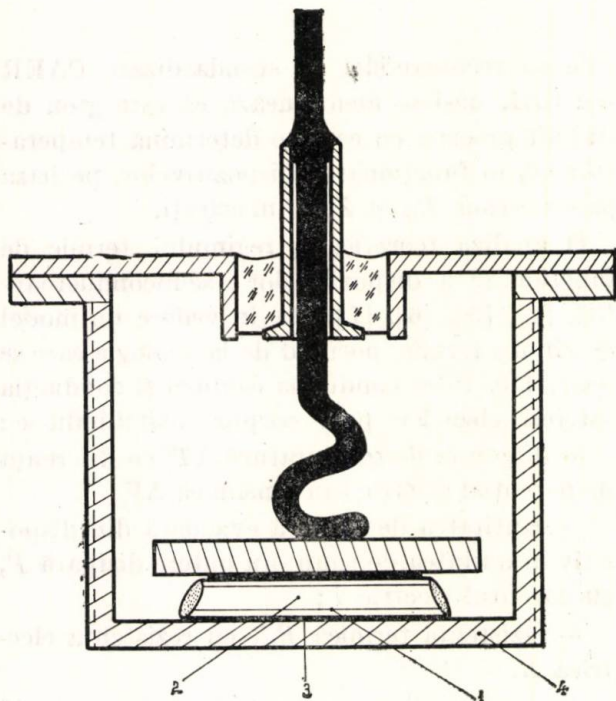


Fig. 1. Secțiune printr-o diodă cu siliciu de medie putere (tip RA-IPRS-Băneasa):

1 — joncțiunea *pn*; 2 — pastila de siliciu; 3 — strat de lipire dintre siliciu și baza capsulei; 4 — baza capsulei.

Având în vedere analogia dintre conducția sarcinii electrice și conducția căldurii prin corpuri, se poate studia regimul termic al dispozitivului în stare de funcționare, considerând un model de circuit termic (fig. 2), în care rezistența termică $R_{th}^{(i)}$ și capacitatea termică $C_{th}^{(i)}$, corespund stratului *i* prin care căldura se evacuează din joncțiune în mediul ambiant în felul următor:

$R_{th}^{(1)}, C_{th}^{(1)}$ — rezistența termică, respectiv, capacitatea termică a stratului semiconductor prin care curge puterea $P(t)$;

$R_{th}^{(2)}, C_{th}^{(2)}$ — rezistența termică, respectiv, capacitatea termică a stratului de lipire dintre semiconductor și stratul 3;

$R_{th}^{(3)}, C_{th}^{(3)}$ — rezistența termică, respectiv, capacitatea termică a stratului 3;

$R_{th}^{(4)}, C_{th}^{(4)}$ — rezistența termică, respectiv, capacitatea termică a „stratului de lipire” dintre stratul 3 și stratul 5 ș.a.m.d.;

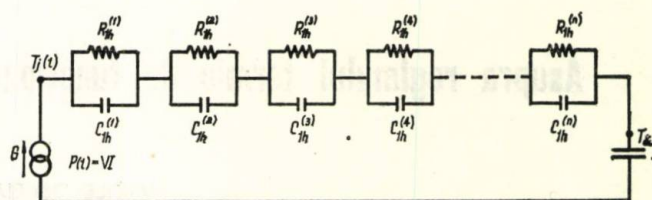


Fig. 2. Circuitul termic echivalent pentru un dispozitiv semiconductor:

G — generator de putere $P(t) = VI$.

$R_{th}^{(n)}, C_{th}^{(p)}$ — rezistența termică, respectiv, capacitatea termică a ultimului strat sau parte constructivă (radiator) a dispozitivului semiconductor, prin care căldura se evacuează în mediul ambiant (condensator de valoare infinită).

Pentru straturi de grosime dată și plane, rezistența termică $R_{th}^{(i)}$, cât și capacitatea termică $C_{th}^{(i)}$, sînt date de relațiile:

$$R_{th}^{(i)} = \frac{\delta_i}{\beta_i S_i}, \quad \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (3)$$

unde:

δ_i este grosimea stratului *i*, cm;

β_i — conductivitatea termică, $\frac{\text{W}}{\text{cm}^\circ\text{C}}$;

S_i — suprafața stratului *i*, cm^2 ,

și:

$$C_{th}^{(i)} = m_i c_i, \quad \frac{\text{W} \cdot \text{s}}{^\circ\text{C}}, \quad (4)$$

unde:

m_i este masa stratului *i*, grame;

c_i — căldură specifică, $\frac{\text{W} \cdot \text{s}}{\text{g} \cdot ^\circ\text{C}}$.

Pentru straturi cu o grosime variabilă și suprafața prin care se propagă căldura, de asemenea variabilă, există relații cu ajutorul cărora se poate determina $R_{th}^{(i)}$ și $C_{th}^{(i)}$, în funcție de parametrii stratului respectiv.

3. Expresia generală a impedanței termice tranzitorii

Pentru a deduce formula generală a impedanței termice tranzitorii, a unui dispozitiv semiconductor, avem în vedere circuitul termic echivalent din figura 2, căruia îi aplicăm metodele cunoscute ale calculului operațional [8], [9].

Vom considera numai două cazuri de funcționare care se utilizează și în metodele de măsurare a rezistenței termice și impedanței termice tranzitorii [1].

3.1. Cazul când $P(t)$ este un impuls rectangular cu durata θ suficient de lungă (fig. 3a). În acest caz, imaginea $\Delta T(s)$ a diferenței de temperatură $\Delta T(t) = T_j - T_a$ este dată de relația:

$$\Delta T(s) = \frac{P_M}{s} \sum_{i=1}^n \frac{R_{th}^{(i)}}{1 + s R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}, \quad (5)$$

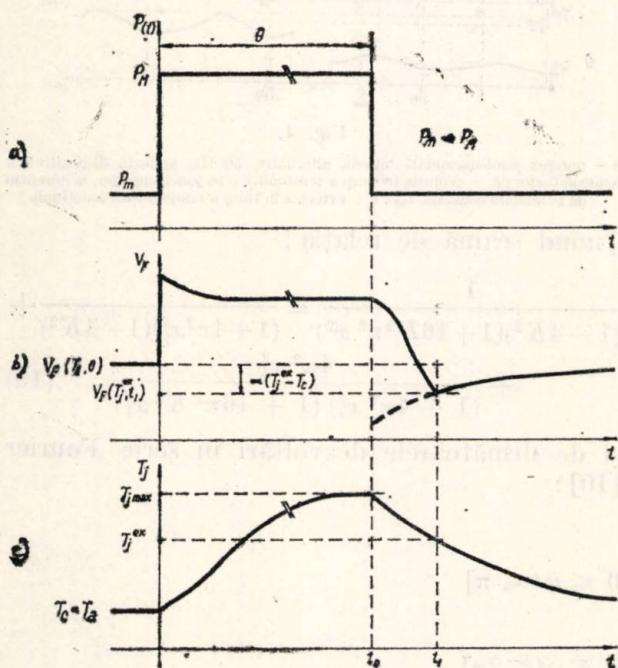


Fig. 3.

a — impuls rectangular de putere aplicat dispozitivului semiconductor; b — evoluția în timp a tensiunii V_F pe joncțiunea pn, la curentul de polarizare constant I_m ; c — evoluția în timp a temperaturii joncțiunii pn.

valabilă pentru $t \leq \theta$, unde s este argumentul funcției imagine.

Ținând seamă că originalul funcției

$$\frac{R_{th}^{(i)}}{s(1 + s R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)})}$$

este $R_{th}^{(i)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}})$, unde:

$$\tau_i = R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)} \quad (6)$$

este constanta de timp, termică, a straturii i , rezultă:

$$\Delta T(t) = P_M \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}). \quad (7)$$

Din această relație rezultă impedanța termică tranzitorie:

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{P_M} = \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}). \quad (8)$$

Cînd timpul t este mult mai mare decît cea mai mare dintre constantele de timp τ_i , dar mai mic decît θ , relația (8) ne dă rezistența termică totală (joncțiune-ambient) a dispozitivului semiconductor:

$$R_{thja} = \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)}. \quad (9)$$

Temperatura joncțiunii pn, T_j , se stabilizează la valoarea:

$$T_{jmax} = T_a + P_M \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)}. \quad (10)$$

Dacă $t \geq \theta$, se obține:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)} (1 - e^{-\frac{\theta}{\tau_i}}) e^{-\frac{t-\theta}{\tau_i}}. \quad (11)$$

Dacă fiecare constantă de timp τ_i este mult mai mică decît θ , rezultă:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)} e^{-\frac{t-\theta}{\tau_i}}. \quad (12)$$

3.2. Cazul cînd $P(t)$ este semisinusoidală (fig. 4a). Transformata Laplace a puterii semisinusoale $P(t)$, injectate în dispozitiv este [9]:

$$P(s) = P_M \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \cdot \frac{1 + e^{-s\lambda}}{1 - e^{-s\lambda}}. \quad (13)$$

Imaginea $\Delta T(s)$, a diferenței de temperatură este dată de relația:

$$\Delta T(s) = \frac{P_M \cdot \omega}{s^2 + \omega^2} \cdot \frac{1 + e^{-s\lambda}}{1 - e^{-s\lambda}} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{R_{th}^{(i)}}{(1 + s R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)})}. \quad (14)$$

Aplicînd formula Mellin-Fourier și teorema rezidurilor, rezultă:

$$\begin{aligned} \Delta T(t) = & P_M \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)} \left[\frac{1}{\pi} + 2\pi \frac{R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}{\lambda} \cdot \right. \\ & \cdot \frac{e^{-\frac{t}{R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}}}{1 + 4\pi^2 \left(\frac{R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}{\lambda} \right)^2 \cdot \left(1 - e^{\frac{2R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}{\lambda}} \right)} + \\ & + \frac{\sin \omega t - 2\pi \frac{R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}{\lambda} \cos \omega t}{2 \left[1 + 4\pi^2 \left(\frac{R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}{\lambda} \right)^2 \right]} + \\ & \left. + \frac{2}{\pi} \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\cos 2K\omega t + 4K\pi \frac{R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}{\lambda} \cdot \sin 2K\omega t}{(1 - 4K^2) \left[1 + 16K^2 \pi^2 \left(\frac{R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}{\lambda} \right)^2 \right]} \right]. \end{aligned}$$

Dacă se notează:

$$\frac{R_{th}^{(i)} C_{th}^{(i)}}{\lambda} = \frac{\tau_i}{\lambda} = x_i; \quad \frac{2\pi^2 x_i}{(1 + 4\pi^2 x_i^2)(1 - e^{2x_i})} = A_i, \quad (15)$$

rezultă :

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{\frac{P_M}{\pi}} = \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)} [1 + A_i e^{-\frac{t}{\tau_i}} + f_i(\omega t)], \quad (16)$$

unde :

$$f_i(\omega t) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\sin \omega t - 2\pi x_i \cos \omega t}{1 + 4\pi^2 x_i^2} + 2 \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\cos 2K \omega t + 4K\pi x_i \sin 2K \omega t}{(1 - 4K^2)(1 + 16K^2 \pi^2 x_i^2)}. \quad (17)$$

În regim staționar, adică cînd $t = N\lambda + t'$, $0 \leq t' \leq \lambda$, unde N , este suficient de mare, termenii $A_i e^{-\frac{t}{\tau_i}}$ din relația (16) devin neglijabili și în decursul unei perioade λ , impedanța termică este dată de :

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_{th}^{(i)} [1 + f_i(\omega t')]. \quad (18)$$

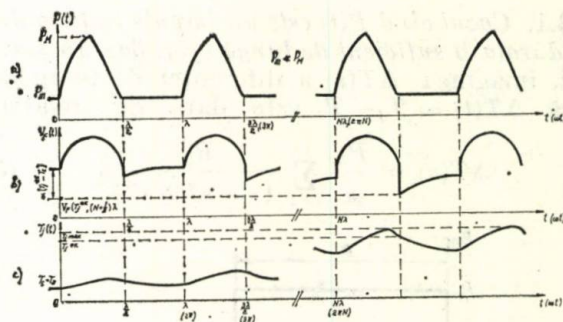


Fig. 4.

a — puterea semisinusoidală (curent alternativ, 50 Hz) aplicată dispozitivului semiconductor; b — evoluția în timp a tensiunii V_P pe jonctiunea pn, la curentul de polarizare constant I_m ; c — evoluția în timp a temperaturii jonctiunii.

Ținînd seamă de relația :

$$\frac{1}{(1 - 4K^2)(1 + 16K^2 \pi^2 x^2)} = \frac{1}{(1 + 4\pi^2 x_i^2)(1 - 4K^2)} + \frac{4\pi^2 x_i^2}{(1 + 4\pi^2 x_i^2)(1 + 16\pi^2 K^2 x_i^2)} \quad (19)$$

și de următoarele dezvoltări în serie Fourier [10] :

$$\begin{aligned} \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\cos 2K \omega t}{(1 - 4\pi^2 K^2)(1 + 4\pi^2 x^2)} &= \begin{cases} \frac{\pi \sin \omega t - 2}{4(1 + 4\pi^2 x^2)} & [0 \leq \omega t \leq \pi] \\ -\frac{\pi \sin \omega t + 2}{4(1 + 4\pi^2 x^2)} & [\pi \leq \omega t \leq 2\pi] \end{cases} \\ \frac{4\pi^2 x^2}{1 + 4\pi^2 x^2} \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\cos 2K \omega t}{1 + 16\pi^2 K^2 x^2} &= \begin{cases} \frac{1}{4(1 + 4\pi^2 x^2)} \left(2\pi^2 x \frac{ch \frac{\pi - 2\omega t}{4\pi x}}{sh \frac{1}{4x}} - 8\pi^2 x^2 \right) & [0 \leq \omega t \leq \pi] \\ \frac{1}{4(1 + 4\pi^2 x^2)} \left(2\pi^2 x \frac{ch \frac{3\pi - 2\omega t}{4\pi x}}{sh \frac{1}{4x}} - 8\pi^2 x^2 \right) & [\pi \leq \omega t \leq 2\pi] \end{cases} \\ \sum_{K=1}^{\infty} \frac{K \cdot \sin 2K \omega t}{(1 + 4\pi^2 x^2)(1 - 4K^2)} &= \begin{cases} -\frac{\pi}{8} \frac{\cos \omega t}{1 + 4\pi^2 x^2} & [0 \leq \omega t \leq \pi] \\ \frac{\pi}{8} \frac{\cos \omega t}{1 + 4\pi^2 x^2} & [\pi \leq \omega t \leq 2\pi] \end{cases} \\ \sum_{K=1}^{\infty} \frac{4\pi^2 K x^2 \sin 2K \omega t}{(1 + 4\pi^2 x^2)(1 + 16\pi^2 K^2 x^2)} &= \begin{cases} \frac{\pi}{8(1 + 4\pi^2 x^2)} \cdot \frac{sh \frac{\pi - 2\omega t}{4\pi x}}{sh \frac{1}{4x}} & [0 \leq \omega t \leq \pi] \\ \frac{\pi}{8(1 + 4\pi^2 x^2)} \cdot \frac{sh \frac{3\pi - 2\omega t}{4\pi x}}{sh \frac{1}{4x}} & [\pi \leq \omega t \leq 2\pi] \end{cases} \end{aligned} \quad (20)$$

obținem expresia generală a impedanței termice în regim staționar sub următoarea formă :

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n \frac{R_{th}^{(i)}}{1 + 4\pi^2 x_i^2} \left(\pi \sin \omega t' - 2\pi^2 x_i \cos \omega t' + \frac{2\pi^2 x_i e^{-\frac{t}{\tau_i}}}{1 - e^{-\frac{1}{2x_i}}} \right), \quad (21)$$

pentru :

$$0 \leq \omega t' \leq \pi$$

și :

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n \frac{R_{th}^{(i)}}{1 + 4\pi^2 x_i^2} \cdot \frac{2\pi^2 x_i e^{\frac{1}{2x_i}} e^{-\frac{t}{\tau_i}}}{1 - e^{-\frac{1}{2x_i}}}, \quad (22)$$

pentru :

$$\pi \leq \omega t' \leq 2\pi.$$

Dacă prin dispozitiv trece numai un singur impuls de formă semisinusoidală, atunci se obțin următoarele relații importante pentru studiul rezistenței acestuia, la suprasarcini semisinusoidale de scurtă durată :

$$\Delta T(t) = P_M \sum_{i=1}^n \frac{R_{th}^{(i)}}{1 + 4\pi^2 x_i^2} \left(\sin \omega t - 2\pi x_i \cos \omega t + 2\pi x_i e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right), \quad (23)$$

cînd :

$$0 \leq \omega t \leq \pi$$

și :

$$\Delta T(t) = 2\pi P_M \sum_{i=1}^n \frac{R_{th}^{(i)} x_i}{1 + 4\pi^2 x_i^2} \left(1 + e^{\frac{1}{2x_i}} \right) e^{-\frac{t}{\tau_i}}, \quad (24)$$

cînd :

$$\omega t \geq \pi.$$

4. Măsurarea temperaturii joncțiunii PN și a impedanței termice a unui dispozitiv semiconductor

Principiul de măsură al rezistenței termice și al impedanței termice [1], [2], [11], [12], constă în a obliga dispozitivul semiconductor să disipe o putere $P(t)$, întreruptă un scurt interval de timp necesar pentru măsurarea temperaturii joncțiunii pn. După cum puterea $P(t)$ este constantă (fig. 3) sau semisinusoidală (fig. 4)

se spune că măsurătoarea se efectuează în curent continuu sau în curent alternativ. Pentru măsurarea temperaturii joncțiunii pn se folosește ca *termometru* căderea de tensiune V_F în conducție directă pe joncțiunile la un curent de polarizare constant $I_m = \frac{P_m}{V_F}$, unde P_m este puterea de polarizare mult mai mică decât puterea de încălzire a dispozitivului.

După cum se știe [11], pentru dispozitive semiconductoare cu siliciu, între căderea de tensiune V_F și temperatura T_j există o dependență practic liniară :

$$V_F(T_{j1}, I_m) - V_F(T_{j2}, I_m) = \alpha(T_{j1} - T_{j2}), \quad (25)$$

unde coeficientul de temperatură α , pentru domeniul de temperatură în care dispozitivele funcționează și la un curent I_m , corespunzător, are o valoare $\approx -2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Cînd interesează măsurători mai precise se poate utiliza pentru determinarea temperaturii T_j , a joncțiunii pn, o curbă de calibrare $V_F = f(T_j, P_m)$, care se poate ridica experimental.

Rezistența termică sau impedanța termică joncțiune-capsulă a dispozitivului se măsoară, de obicei, prin menținerea constantă a temperaturii capsulei (un punct dat al capsulei) T_C , folosind o răcire intensivă (radiator infinit). Conform metodei de măsurare în curent continuu [1], [2], [11], rezistența termică joncțiune-capsulă ar fi dată de raportul :

$$\frac{T_j^{ex} - T_C}{P_M} = \frac{V_F(t_1) - V_E(t_0)}{\alpha P_M}, \quad (26)$$

unde T_j^{ex} (fig. 3) este cea mai mare temperatură a joncțiunii, accesibilă experimental la un interval de timp $t_1 - t_0$, după încetarea încălzirii dispozitivului și nu în momentul t_0 , cum era normal, din cauza fenomenelor tranzitorii de întrerupere a puterii de încălzire, care modifică esențial tensiunea V_F , cu erori greu de apreciat a temperaturii T_j . Din această cauză ceea ce se măsoară, de fapt, nu este o rezistență termică joncțiune-capsulă *pură* :

$$R_{thjc} = \sum_i R_{th}^{(i)}, \quad (27)$$

care ar rezulta din relația (10), ci o impedanță termică dată de relația (12),

Dacă durata $(t_1 - t_0)$ este comparabilă cu una sau mai multe din constantele de timp τ_i , atunci valoarea impedanței termice măsurată și dată de relația (12) poate să difere esențial de valoarea rezistenței termice dată de relația (27), iar evaluarea temperaturii T_j pe baza acestei valori în diverse condiții de funcționare

a dispozitivului, se va face cu erori mari. Aici s-a presupus și se presupune, în continuare, că modelul de circuit termic din figura 2 este aplicabil, așa după cum va rezulta din § 5.

Prin metoda de măsurare în curent alternativ (fig. 4), rezistența termică joncțiune-capsulă ar fi dată de raportul [1], [11], [12]:

$$\frac{(T_j^{ex} - T_c)\pi}{P_M} = \frac{\pi}{P_M} \frac{V_F \left[\left(N + \frac{1}{2} \right) \lambda \right] - V_F(0)}{\alpha}, \quad (28)$$

unde la fel T_j^{ex} este cea mai mare valoare a temperaturii joncțiunii accesibilă experimental, în regim staționar, la $t = \left(N + \frac{1}{2} \right) \lambda$. Pe de altă parte, din relațiile (21) sau (22) rezultă:

$$Z_{thjc} = \sum_i \frac{R_{th}^{(i)}}{1 + 4\pi^2 x_i^2} \cdot \frac{2\pi^2 x_i}{1 - e^{-\frac{1}{2x_i}}}, \quad (29)$$

care după cum se vede, la fel, nu este o rezistență termică pură dată de relația (27).

Determinarea valorii maxime sau a unor valori intermediare ale temperaturii T_j , în diverse condiții de funcționare, este o problemă care nu este rezolvată satisfăcător de măsurătorile de rezistență termică expuse mai sus și care se aplică în mod curent dispozitivelor semiconductoare. Dacă modelul de circuit termic din figura 2 ar fi aplicabil dispozitivelor semiconductoare, atunci cunoscând valorile rezistențelor termice $R_{th}^{(i)}$ și a capacităților termice $C_{th}^{(i)}$ sau a constantelor de timp τ_i ale fiecărui strat din construcția dispozitivului, în baza modului de calcul expus în § 3 s-ar putea face determinări satisfăcătoare a temperaturii T_j în diverse condiții de funcționare.

Pentru o verificare experimentală a modelului de circuit termic din figura 2 se vor considera câteva tipuri de diode semiconductoare cu siliciu, a căror construcție din punct de vedere al dispunerii straturilor seamănă cu cea din figura 1. Pentru astfel de dispozitive, circuitul termic prin care puterea disipată în joncțiunea pn ajunge la suprafață exterioară a bazei capsulei, arată ca în figura 5. Dacă măsurătoarea

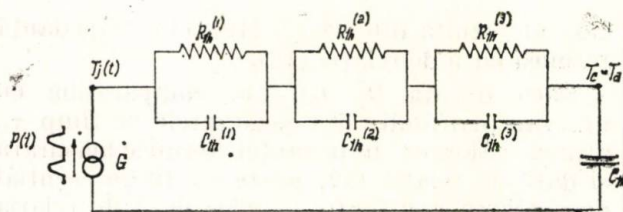


Fig. 5 Circuitul termic echivalent (joncțiune-capsulă) pentru diodele cu siliciu, ROR 30, RA, RAG, F(DO13).

se efectuează în curent alternativ, atunci în baza relației (22), impedanța termică joncțiune-capsulă, în regim staționar este dată de:

$$Z_{thjc}(t) = 2\pi^2 \left[\frac{R_{th}^{(1)} x_1}{(1 + 4\pi^2 x_1^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_1}})} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \frac{R_{th}^{(2)} x_2}{(1 + 4\pi^2 x_2^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_2}})} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \frac{R_{th}^{(3)} x_3}{(1 + 4\pi^2 x_3^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_3}})} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right]. \quad (30)$$

La $t = 0$ (momentul 0, se consideră la $t = \left(N + \frac{1}{2} \right) \lambda$ după ce s-a atins regimul staționar) relația (30), devine:

$$Z_{thjc}(0) = 2\pi^2 \left[\frac{R_{th}^{(1)} x_1}{(1 + 4\pi^2 x_1^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_1}})} + \frac{R_{th}^{(2)} x_2}{(1 + 4\pi^2 x_2^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_2}})} + \frac{R_{th}^{(3)} x_3}{(1 + 4\pi^2 x_3^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_3}})} \right]. \quad (31)$$

La $t = \frac{\lambda}{2}$ se obține:

$$Z_{thjc}\left(\frac{\lambda}{2}\right) = 2\pi^2 \left[\frac{R_{th}^{(1)} x_1 e^{-\frac{1}{2x_1}}}{(1 + 4\pi^2 x_1^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_1}})} + \frac{R_{th}^{(2)} x_2 e^{-\frac{1}{2x_2}}}{(1 + 4\pi^2 x_2^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_2}})} + \frac{R_{th}^{(3)} x_3 e^{-\frac{1}{2x_3}}}{(1 + 4\pi^2 x_3^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_3}})} \right]. \quad (32)$$

Din relația (35) și (36) rezultă:

$$\frac{R_{th}^{(2)} x_2}{(1 + 4\pi^2 x_2^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_2}})} = \frac{Z_{thjc}(0)}{2\pi^2} - \frac{R_{th}^{(1)} x_1}{(1 + 4\pi^2 x_1^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_1}})} - \frac{R_{th}^{(3)} x_3}{(1 + 4\pi^2 x_3^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_3}})} = A, \quad (33)$$

și :

$$\frac{R_{th}^{(2)} x_2 e^{-\frac{1}{2x_2}}}{(1 + 4\pi^2 x_2^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_2}})} = \frac{Z_{thjc} \left(\frac{\lambda}{2} \right)}{2\pi^2} -$$

$$- \frac{R_{th}^{(1)} x_1 e^{-\frac{1}{2x_1}}}{(1 + 4\pi^2 x_1^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_1}})} -$$

$$- \frac{R_{th}^{(3)} x_3 e^{-\frac{1}{2x_3}}}{(1 + 4\pi^2 x_3^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_3}})} = B, \quad (34)$$

unde A și B reprezintă notații :Măsurînd $Z_{th}(0)$, $Z_{th} \left(\frac{\lambda}{2} \right)$, calculînd $R_{th}^{(1)}$, $R_{th}^{(3)}$,

$$+ \frac{R_{th}^{(3)} x_3 e^{-\frac{1}{4x_3}}}{(1 + 4\pi^2 x_3^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_3}})} \Bigg], \quad (38)$$

prin măsurarea și calcularea lui $Z_{thjc} \left(\frac{\lambda}{4} \right)$.

5. Rezultate experimentale

Se prezintă în continuare rezultatele experimentale, pentru cîte cinci diode luate la întîmplare, din fabricația curentă de serie a IPRS-Băneasa și ICCE, din următoarele tipuri: ROR 30, RA, RAG, F (DO13).

Parametrii $R_{th}^{(1)}$, $R_{th}^{(3)}$, $C_{th}^{(1)}$, $C_{th}^{(3)}$, τ_1 , τ_3 , X_1 și X_3 calculați pe baza datelor constructive standardizate ale diodelor, sînt constante pentru oricare diodă dintr-un lot oarecare de fabricație și sînt dați în tabelul 1. În tabelul 2 sînt dați ceilalți parametri măsurați sau calculați.

Tabelul 1

Param. DIODA	$R_{th}^{(1)}$ $\left(\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right)$	$R_{th}^{(3)}$ $\left(\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right)$	$C_{th}^{(1)}$ $\left(\frac{\text{W} \cdot \text{s}}{^\circ\text{C}} \right)$	$C_{th}^{(3)}$ $\left(\frac{\text{W} \cdot \text{s}}{^\circ\text{C}} \right)$	τ_1 (s)	τ_3 (s)	x_1	x_3
ROR 30	0,033	0,22	$1,07 \cdot 10^{-3}$	4,6	$3,53 \cdot 10^{-4}$	1,01	$1,77 \cdot 10^{-2}$	51
RA	0,021	0,08	$7,6 \cdot 10^{-3}$	0,98	$1,6 \cdot 10^{-4}$	0,078	$8 \cdot 10^{-3}$	3,92
RAG (1/2)	0,021	0,4	$7,6 \cdot 10^{-3}$	$3,1 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-4}$	0,124	$8 \cdot 10^{-3}$	6,2
F (DO13)	0,13	1,83	$1,24 \cdot 10^{-3}$	1,01	$16,1 \cdot 10^{-4}$	1,83	$8,1 \cdot 10^{-3}$	91

$C_{th}^{(1)}$, $C_{th}^{(3)}$, τ_1 , τ_3 , X_1 și X_3 pe baza datelor constructive ale dispozitivului, rezultă :

$$X_2 = \frac{1}{2 \ln \frac{A}{B}}; \quad (35)$$

$$R_{th}^{(2)} = \frac{A}{X_2} (1 + 4\pi^2 X_2^2) (1 - e^{-\frac{1}{2x_2}}), \quad (36)$$

și :

$$C_{th}^{(2)} = \frac{\lambda x_2}{R_{th}^{(2)}}. \quad (37)$$

Valabilitatea formulei (30) și deci a modelului de circuit termic (fig. 2 și fig. 5) se verifică cu relația :

$$Z_{thjc} \left(\frac{\lambda}{4} \right) = 2\pi^2 \left[\frac{R_{th}^{(1)} x_1}{(1 + 4\pi^2 x_1^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_1}})} \cdot e^{-\frac{1}{4x_1}} + \right.$$

$$\left. + \frac{R_{th}^{(2)} x_2}{(1 + 4\pi^2 x_2^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_2}})} \cdot e^{-\frac{1}{4x_2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{R_{th}^{(3)} x_3}{(1 + 4\pi^2 x_3^2)(1 - e^{-\frac{1}{2x_3}})} \cdot e^{-\frac{1}{4x_3}} \right]$$

În acest tabel, $Z_{thjc}^{ex} \left(\frac{\lambda}{4} \right)$, reprezintă valoarea măsurată a impedanței termice în regim staționar la $t = \frac{\lambda}{4}$, iar $Z_{thjc}^{calc} \left(\frac{\lambda}{4} \right)$ reprezintă valoarea calculată cu ajutorul relației (38). Din compararea celor două valori, rezultă aplicabilitatea modelului de circuit termic din figurile 2 și 5.

6. Concluzii

1. Din rezultatele experimentale prezentate reiese că modelul de circuit termic (fig. 2 și 5), se verifică experimental și prin urmare poate fi aplicat pentru determinarea temperaturii T_j a dispozitivelor semiconductoare.

2. O contribuție importantă la valoarea rezistenței termice totale $\sum_i R_{th}^{(i)}$ sau a impedanței termice $Z_{th}(t)$ o au straturile de lipire, care, ca straturi ce apar la contactul a două straturi omogene din construcția dispozitivului semiconductor au, în general, grosimi mici (10–30 μm). Acest lucru se explică prin faptul

Tabelul 2

Param. DIODA	Nr. crt.	P_M , W	$Z_{th_{jc}}^{(0)}$, $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$	$Z_{th_{je}}^{ex} \left(\frac{\lambda}{4} \right)$, $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$	$Z_{th_{jc}} \left(\frac{\lambda}{2} \right)$, $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$	A, $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$	B, $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$	x_2	$R_{th}^{(2)}$, $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$	τ_2 , s	$C_{th}^{(2)}$, $\frac{\text{W} \cdot \text{s}}{^{\circ}\text{C}}$	$R_{th}^{(1)} + R_{th}^{(2)} + R_{th}^{(3)}$, $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$	$Z_{th}^{calc} \left(\frac{\lambda}{4} \right)$, $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$
ROR 30	1	44,7	0,71	0,57	0,50	0,024	0,014	0,92	0,4	$18,5 \cdot 10^{-3}$	$46 \cdot 10^{-3}$	0,65	0,58
	2	43	1,14	0,82	0,70	0,045	0,024	0,80	0,67	$16 \cdot 10^{-3}$	$24 \cdot 10^{-3}$	0,92	0,88
	3	46,4	0,92	0,70	0,63	0,035	0,021	0,98	0,56	$19,6 \cdot 10^{-3}$	$35 \cdot 10^{-3}$	0,81	0,76
	4	41,2	1,06	0,83	0,73	0,042	0,026	1,02	0,66	$20,4 \cdot 10^{-3}$	$31 \cdot 10^{-3}$	0,91	0,84
	5	44,7	1,3	0,96	0,85	0,053	0,032	0,97	0,85	$19,4 \cdot 10^{-3}$	$23 \cdot 10^{-3}$	1,1	1,04
RA	1	44,7	1,48	0,74	0,56	0,070	0,024	0,46	0,95	$9,3 \cdot 10^{-3}$	$9,8 \cdot 10^{-3}$	1,05	0,86
	2	44,7	0,91	0,68	0,63	0,041	0,027	1,25	0,69	$25 \cdot 10^{-3}$	$36,2 \cdot 10^{-3}$	0,79	0,75
	3	43	0,83	0,60	0,54	0,037	0,023	1,02	0,58	$10,5 \cdot 10^{-3}$	$35 \cdot 10^{-3}$	0,69	0,66
	4	43	0,85	0,63	0,57	0,038	0,025	1,14	0,63	$22,8 \cdot 10^{-3}$	$36,2 \cdot 10^{-3}$	0,73	0,69
	5	41,2	1,14	0,96	0,88	0,052	0,040	1,83	0,93	$36,6 \cdot 10^{-3}$	$39 \cdot 10^{-3}$	1,03	0,99
RAG (1/2)	1	41,2	2,00	1,66	1,48	0,078	0,047	1	1,26	$20 \cdot 10^{-3}$	$15,9 \cdot 10^{-3}$	1,68	1,64
	2	39,6	2,6	2,2	2	0,130	0,074	0,89	2,2	$17,8 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-3}$	2,62	2,4
	3	43	2,28	1,85	1,74	0,092	0,066	1,53	1,59	$30,7 \cdot 10^{-3}$	$19,3 \cdot 10^{-3}$	2,01	1,99
	4	37	2,15	1,80	1,72	0,085	0,059	1,37	1,45	$27,4 \cdot 10^{-3}$	$27,4 \cdot 10^{-3}$	1,87	1,85
	5	39,6	1,62	1,32	1,26	0,059	0,036	1,01	0,95	$20,2 \cdot 10^{-3}$	$21,3 \cdot 10^{-3}$	1,37	1,31
F (D013)	1	3,33	8,36	5,96	5,24	0,32	0,18	0,85	4,96	$17 \cdot 10^{-3}$	$3,43 \cdot 10^{-3}$	6,92	6,56
	2	3,4	8,4	6,4	5,6	0,32	0,20	1,02	5,00	$20,4 \cdot 10^{-3}$	$4,10 \cdot 10^{-3}$	6,96	6,80
	3	3,26	7,8	5,6	4,88	0,29	0,16	0,83	4,50	$16,6 \cdot 10^{-3}$	$3,68 \cdot 10^{-3}$	6,46	6,00
	4	3,4	8,2	6,32	5,64	0,31	0,20	1,09	5,15	$21,8 \cdot 10^{-3}$	$4,25 \cdot 10^{-3}$	7,11	6,76
	5	3,4	7,7	5,14	4,2	0,29	0,12	0,60	4,15	$12 \cdot 10^{-3}$	$2,90 \cdot 10^{-3}$	6,11	5,62

că *straturile de lipire*, deși sînt subțiri în comparație cu celelalte straturi din construcția dispozitivului semiconductor, sînt în general neomogene, avînd în structura lor incluziuni vidate sau umplute cu gaze, incluziuni favorizate de rugozitatea suprafețelor straturilor omogene care vin în contact (fig. 6). O tehnologie de fabricație corespunzătoare poate asigura *straturi de lipire*, cu o contribuție suficient de redusă la valoarea totală a impedanței sau rezistenței termice.

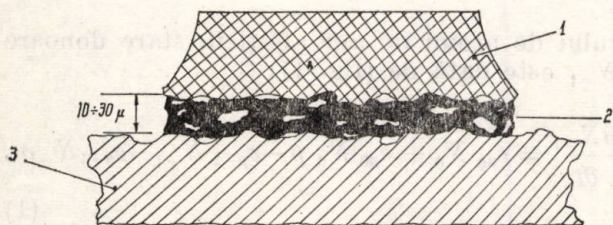


Fig. 6. Strat de lipire în diodă RA (fig. 1):

1 — siliciu; 2 — strat de lipire alcătuit din goluri și aliaj de sudură; 3 — o porțiune din baza capsulei (cupru).

3. Aplicînd metodele de calcul cunoscute pentru circuitele electrice circuitului termic echivalent, se poate obține mai multă informație despre temperatura dispozitivului în diverse condiții de funcționare, decît prin precizarea rezistenței termice sau a curbei impedanței termice tranzitorii, în foaia sa de catalog [14], [15], cum se face în prezent. Rezistența termică totală sau curbe ale impedanței termice tranzitorii, în cazuri particulare de funcționare date în foaia de catalog, pot rezulta din circuitul

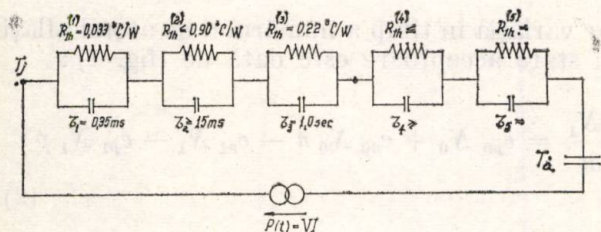


Fig. 7. Circuitul termic echivalent al diodei redresoare cu avalanșa controlată ROR 30:

$R_{th}^{(4)}, \tau_4$ — rezistența termică, respectiv constanta de timp a straturii de lipire, dintre baza capsulei și radiator (valorile lor se specifică în funcție de tipul radiatorului utilizat);

$R_{th}^{(5)}, \tau_5$ — rezistența termică, respectiv constanta de timp a radiatorului (valoarea sa specifică în funcție de tipul radiatorului).

termic echivalent. Pentru proiectarea și realizarea unei aparaturi electronice sau electro-

tehnice cu fiabilitate ridicată este necesară cunoașterea cu o precizie suficientă a temperaturii maxime a joncțiunii dispozitivului în funcționare. Se poate realiza aceasta dacă fabricanții de dispozitive semiconductoare precizează, în norma internă sau foaia de catalog a dispozitivului, circuitul său termic echivalent, de exemplu, sub o formă ca cea din figura 7.

BIBLIOGRAFIE

- [1] * * * *Thermal Resistance and (Transient) Thermal Impedance Test Methods for Stud-and Base-Mounted Rectifier Diodes and Thyristors*. JEDEC Publication Nr. 88. Editată de: Electronic Industries Association, 2001 Eye St., N.W., Washington, D.C. 20006.
- [2] * * * *Norme française enregistrée C 95 - 830. Dispositifs à semiconducteurs - Thyristors*. Editée par l'Union technique de l'Electricité PARIS, Février 1970.
- [3] Golden, F. B. *Analysis can take the heat off power semiconductors*. In: Electronics, decembrie 1973, p. 31r.
- [4] Müller, O., Pest, J. *Thermal feedback in power semiconductor devices*. In: IEEE Trans. Electron. Devices ED-17, nr. 9, sep 1970, p. 770-782.
- [5] Pașențev, I. D. ș. a. *Teplavie i peregruzocnie harakteristichi silovih kremnievih lavinih ventilei v rejime impulsnih perenapriajenii*. In: Elektricitstvo, nr. 7, iulie 1967, p. 34-37.
- [6] Mortenson, K. E. *Transistor junction temperature as a function of time*. In: Proc IRE, vol 45, aprilie, 1957, p. 504-513.
- [7] Mortenson, K. E. *Analysis of the Temperature Rise in PIN diodes caused by microwave Pulse Dissipation*. In: IEEE Trans. Electron. Devices. ED-13, nr. 3, martie 1966, p. 305-314.
- [8] Sabac, I. G. h. *Matematici speciale*, vol II. București, Editura didactică și pedagogică, 1965, p. 423-453.
- [9] Angot, A. *Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică și din telecomunicații*. București, Editura tehnică, 1966, p. 570-636.
- [10] Rîjic, I. M., Gradstein, L. S. *Tabele de integrale, sume, serii și produse*. București, Editura tehnică, 1955, p. 15-56.
- [11] * * * *Rezistența și impedanța termică a triacului*. În: Buletinul de informare tehnică pentru ingineri. În: Electronica, nr. 1, 1974, p. 36-43, editat MICMG.
- [12] Hoft, G. R. *International Rectifier SCR applications handbook*, sep 1974, p. 37-51; 393-408; 450-469.
- [13] Shoichi, K. ș. a. *Improvement of 20 GHz Gunn diode reliability*. In: Rev. Elect. Commen. Lab., vol. 22, nr. 7-8, 1974, p. 644-649.
- [14] Lupaș, O. *Calculul încălzirii redresoarelor semiconductoare pe baza determinării funcției de transfer din impedanța termică tranzitorie*. In: EEA-Electrotehnica 22, nr. 9-10, sep-oct 1974, p. 326-338.
- [15] * * * *Leistungshalbleiter. Thyristoren, Triacs, Lieferprogramm 1975*. Catalogul firmei AEG (RFG).

Starea de încărcare a nivelelor energetice ale aurului din regiunea de sarcină spațială a joncțiunilor PN cu siliciu

D. SACHELARIE, M. BĂZU, M. SACHELARIE, F. GĂISEANU, D. LUNGU* — București

1. Introducere

Aurul este folosit în mod obișnuit pentru reducerea timpului de viață al purtătorilor minoritari în dispozitivele semiconductoare cu siliciu. El introduce în banda interzisă a siliciului două nivele energetice: un nivel acceptor E_{Au}^A aflat la 0,54 eV [1] sub banda de conducție și un nivel donor E_{Au}^D aflat la 0,35 eV [1] deasupra benzii de valență.

Atomii de aur pot exista în rețeaua de siliciu într-una din cele trei stări de sarcină s : starea neutră, $s=0$; starea donoare — simplu încărcat pozitiv, $s=-1$; starea acceptoare — simplu încărcat negativ, $s=+1$. Cele două nivele energetice introduse de aur în banda interzisă caracterizează tranzițiile $0 \rightleftharpoons +1$ (nivelul acceptor) și $0 \rightleftharpoons -1$ (nivelul donor).

În capitolul 2 al acestei lucrări se demonstrează teoretic că în regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni PN cu siliciu starea de sarcină a atomilor de aur este predominant neutră (95%) și nu acceptoare (94%), cum se raportase anterior [2]. Starea de sarcină acceptoare (5%) este substanțial mai mare decât cea donoare (2×10^{-10}).

Capitolul 3 face dovada experimentală a acestor afirmații teoretice, pe baza măsurării capacității și tensiunii de străpungere la diode cu același profil, dar în condiții diferite de dopaj cu aur.

Concluziile lucrării [2] sînt astfel în mare măsură eronate, iar cele ale lucrării [3] sînt calitativ corecte, dar comportarea electrică a joncțiunilor PN va fi afectată la concentrații de aur substanțial mai mari decât cele raportate.

2. Teorie

Starea de încărcare a celor două nivele energetice ale aurului este dictată de patru probabilități de emisie și de patru probabilități de captură [4, 5]. Astfel variația în timp a numă-

rului de atomi de aur aflați în stare donoare N_{-1} este dată de (fig. 1):

$$\frac{\partial N_{-1}}{\partial t} = e_{n0} N_0 + c_{p0} N_0 p - e_{p-1} N_{-1} - c_{n-1} N_{-1} n, \quad (1)$$

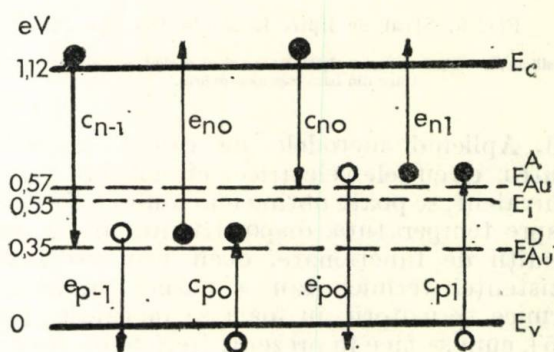


Fig. 1. Coeficienții de emisie și de captură la cele două nivele energetice introduse de aur în banda interzisă a siliciului.

iar variația în timp a numărului de atomi aflați în stare acceptoare este dată de (fig. 1):

$$\frac{\partial N_1}{\partial t} = e_{p0} N_0 + c_{n0} N_0 n - e_{n1} N_1 - c_{p1} N_1 p; \quad (2)$$

N_0 reprezintă concentrația de atomi de aur aflați în stare neutră, n — concentrația de electroni din banda de conducție, iar p , concentrația de goluri din banda de valență; c_{ns} și c_{ps} reprezintă constante de proporționalitate ce intervin în ratele de captură și poartă numele de coeficienți de captură [4] pentru electroni, respectiv pentru goluri (cm^3/s); e_{ns} și e_{ps} sînt constante de proporționalitate în ratele de emisie și sînt denumite coeficienți de emisie [4] pentru electroni, respectiv pentru goluri ($1/\text{s}$). Cel de-al doilea indice (s) al acestor coeficienți reprezintă starea inițială de încărcare a atomilor de aur. Astfel, de exemplu, c_{n0} reprezintă coeficientul de captură a unui electron de către un atom de aur aflat inițial în starea „0” (neutră), convergînd spre o stare finală „1” (acceptoare). În mod asemănător, e_{n0} reprezintă

* Ing. D. Sachelarie, ing. M. Băzu, ing. M. Sachelarie, fiz. F. Găiseanu și ing. D. Lungu lucrează în cadrul Inst. de cercetări pentru componente electronice (I.C.C.E.) — București.

coeficientul de emisie a unui electron de către un atom de aur aflat inițial în starea „0” (neutră) și a cărui stare devine după emisie „-1” (donoare).

După o anumită perioadă de timp se atinge starea staționară, concentrațiile atomilor de aur aflați într-una din cele trei stări de încărcare fiind constante în timp :

$$\frac{\partial N_{-1}}{\partial t} = 0 \text{ și } \frac{\partial N_1}{\partial t} = 0. \quad (3)$$

Ținând seamă de relația (3), din (1) și (2), rezultă :

$$\frac{N_{-1}}{N_0} = \frac{c_{p0} p + e_{n0}}{c_{n-1} n + e_{p-1}}; \quad (4)$$

$$\frac{N_1}{N_0} = \frac{c_{n0} n + e_{p0}}{c_{p1} p + e_{n1}}. \quad (5)$$

Folosind relațiile (4), (5) și egalitatea evidentă :

$$N_{-1} + N_0 + N_1 = N_{Au} \quad (6)$$

(unde N_{Au} reprezintă concentrația totală de atomi de aur din rețeaua siliciului), putem obține după calcule algebrice simple valorile relative ale concentrației de aur acceptor N_1 , donor N_{-1} și neutru N_0 :

$$\begin{aligned} N_1/N_{Au} &= (c_{n0} n + e_{p0}) (c_{n-1} n + e_{p-1})/D; \\ N_0/N_{Au} &= (c_{p1} p + e_{n1}) (c_{n-1} n + e_{p-1})/D; \\ N_{-1}/N_{Au} &= (c_{p0} p + e_{n0}) (c_{p1} p + e_{n1})/D, \end{aligned} \quad (7)$$

unde :

$$\begin{aligned} D &= (c_{n0} n + e_{p0}) (c_{n-1} n + e_{p-1}) + \\ &+ (c_{p1} p + e_{n1}) (c_{n-1} n + e_{p-1}) + \\ &+ (c_{p0} p + e_{n0}) (c_{p1} p + e_{n1}). \end{aligned} \quad (8)$$

În regiunea de tranziție a unei joncțiuni PN cu siliciu, datorită numărului mic de purtători liberi, probabilitatea de captură a electronilor și golurilor este practic nulă. Rezultă că starea de încărcare a atomilor de aur este dictată de valorile relative ale probabilităților de emisie. Acest lucru poate fi demonstrat și matematic, făcând $n=p=0$ (aproximația golirii complete de purtători a regiunii de tranziție) în relațiile (7). Se obține :

$$\begin{aligned} N_1/N_{Au} &= e_{p0} e_{p-1}/D; \\ N_0/N_{Au} &= e_{n1} e_{p-1}/D; \\ N_{-1}/N_{Au} &= e_{n0} e_{n1}/D, \end{aligned} \quad (9)$$

unde :

$$D = e_{p0} e_{p-1} + e_{n1} e_{p-1} + e_{n0} e_{n1}, \quad (10)$$

expresii care dau valorile relative ale concentrației de aur aflate într-una din cele trei stări, în regiunea de sarcină spațială.

În schimb, într-o regiune neutră de tip N , datorită numărului mare de electroni din banda de conducție, probabilitatea de captură a electronilor domină net celelalte probabilități de emisie sau de captură. Astfel, aurul aflat inițial în stare neutră trece în totalitate în stare acceptoare. În mod analog, într-o zonă neutră de tip P aurul este în întregime în stare donoare.

Odată cu creșterea concentrației de aur, un număr tot mai mare de purtători majoritari sînt captați pe nivelul activ al aurului, regiunea neutră devine tot mai puternic compensată, nivelul Fermi îndreptîndu-se spre mijlocul benzii interzise. Dacă concentrația aurului este mult mai mare decît concentrația de dopare a zonei neutre, nivelul Fermi atinge o poziție limită [6] care corespunde mijlocului distanței dintre cele două nivele energetice ale aurului situat la 0,12 eV sub nivelul intrinsec. Din această cauză rezultă că prin creșterea dopajului cu aur siliciul N își poate inversa tipul devenind P slab dopat, pe cînd siliciul P tinde spre intrinsec, dar nu-și schimbă tipul.

Coeficienții de emisie și de captură sînt legați între ei [7] prin relațiile :

$$\begin{aligned} e_{n1} &= c_{n0} g_A n_i \exp (E_{Au}^A - E_i)/kT; \\ e_{p0} &= c_{p1} (1/g_A) n_i \exp (E_i - E_{Au}^A)/kT; \\ e_{n0} &= c_{n-1} (1/g_D) n_i \exp (E_{Au}^D - E_i)/kT; \\ e_{p-1} &= c_{p0} g_D n_i \exp (E_i - E_{Au}^D)/kT, \end{aligned} \quad (11)$$

unde E_i este energia nivelului intrinsec, n_i — concentrația intrinsecă de purtători, k — constanta lui Boltzman, T — temperatura absolută, iar g_A și g_D — factorii de degenerare ai stării acceptoare, respectiv donoare. Dacă se consideră [6] că atomul neutru de aur din rețeaua siliciului are un singur electron de valență, sînt patru poziții posibile în care acest electron poate să existe. Starea atomului de aur poate deveni donoare prin eliberarea electronului de valență de pe una din cele patru poziții posibile, factorul de degenerare fiind astfel egal cu $g_D = 4$. Starea acceptoare poate fi atinsă prin ocuparea uneia din cele trei valențe libere ale atomului de aur neutru de către un al doilea electron după una din cele două orientări de spin, factorul de degenerare fiind astfel egal cu $g_A = 2/3$.

Cu ajutorul unei metode bazate pe variația fotoconductivității unor plachete de siliciu de tip N și de tip P dopate cu aur, Fairfield [8]

determină experimental valorile coeficienților de captură. Pe baza lor și a relațiilor (11), folosind în mod nejustificat $g_A = 1$ și $g_D = 1$, Sah [4] determină prin calcul valorile coeficienților de emisie (tabelul 1, coloana A). Este de pre-

Tabelul 1
Coeficienții de emisie ai centrilor de aur în siliciu

	Fairfield [8] A	Sah [10] B
$e_{p-1} (s^{-1})$	$7,68 \times 10^5$	$3,88 \times 10^7$
e_{p0}	741	64,3
e_{n1}	50,1	$1,132 \times 10^3$
e_{n0}	0,386	$7,6 \times 10^{-3}$

cizat că, lucrând cu $g_A = 2/3$ și $g_D = 4$, coeficienții de emisie nu sînt diferiți, ca ordin de mărime, de cei calculați de Sah pe această cale. Aceste valori au fost folosite după aceea în mod extensiv într-o serie de lucrări. Astfel, utilizînd relațiile (9) s-a tras concluzia [2,3] extrem de importantă că în regiunea de tranziție a unei joncțiuni PN cu siliciu, aurul este în proporție de 94% în stare acceptoare (tabelul 2, coloana A).

Punerea la punct a unor metode de excitare termică și optică pentru măsurarea parametrilor de recombinare [9] a permis determinarea experimentală directă [10] a coeficienților de emisie (tabelul I, coloana B). Utilizarea acestor valori, care par a fi cel puțin ca ordin de mărime corecte, relațiile (9) pun în evidență un lucru nou (tabelul 2, coloana B), nesemnălat

Tabelul 2
Starea de încărcare a nivelelor de aur din regiunea de tranziție în aproximația golirii totale ($n=p=0$), folosind datele din tabelului I

	A	B
N_1/N_{Au}	$93,67 \times 10^{-2}$	$5,37 \times 10^{-2}$
N_1^-/N_{Au}	$3,10 \times 10^{-8}$	$1,80 \times 10^{-10}$
N_0/N_{Au}	$6,32 \times 10^{-2}$	$94,62 \times 10^{-2}$

în literatura de specialitate: în regiunea de tranziție a unei diode PN cu siliciu, aurul este în mod predominant în stare neutră (95%) și nu acceptoare (94%) cum se raportase pînă acum. Concentrația atomilor de aur aflați în stare acceptoare este în continuare în mod esențial mai mare decît cea donoare.

Dacă înlocuim în (11) valorile coeficienților de captură determinați experimental de către Fairfield [8] și ai celor de emisie determinați experimental de către Sah [10], rezultă niște valori absolut anormale ale factorilor de degenerare:

$$g_{An} = 22,6; g_{Ap} = 11,5; g_D = 51.$$

Această anomalie a fost explicată de Tasch [11] prin dependența coeficienților de emisie determinați de valoarea cîmpului electric din regiunea de tranziție, la valori ale cîmpului mai mari de 3×10^4 V/cm. Explicația este incorectă, deoarece Braun [12, 13] demonstrează teoretic pe baza rezultatelor experimentale ale lui Tasch [11] că așa-zisa dependență de cîmp electric observată experimental se datorește neglijării faptului că funcția de generare U nu este constantă pe întreaga lățime a regiunii de tranziție w [14]. Ea este constantă pe un interval w_i considerabil mai mic decît w [15], scăzînd rapid la capetele regiunii de sarcină spațială.

Pe baza acestor considerente, rezultă că la o joncțiune P^+N dopată cu aur are loc o compensare a sarcinii fixe N_D de către atomii de aur încărcăți negativ, rezultînd o sarcină totală ($N_D - N_1$), în timp ce la o joncțiune N^+P are loc o creștere a sarcinii fixe N_A , rezultînd o sarcină totală ($N_A + N_1$).

Acest fenomen duce la o lărgire a regiunii de sarcină spațială la joncțiunile P^+N dopate cu aur, iar la cele N^+P la o îngustare a regiunii de sarcină spațială.

Modificarea regiunii de sarcină spațială la joncțiunile dopate cu aur va atrage după sine variația unor caracteristici electrice dependente de acest parametru. Efectele aurului asupra acestor caracteristici vor fi opuse pentru cele două tipuri de joncțiune P^+N , respectiv N^+P .

Dacă considerăm relația aproximativă dată de Warner [16] pentru calculul tensiunii de străpungere în funcție de lățimea regiunii de sarcină spațială:

$$V = (7 \times 10^4) W^{6/7}, \quad (12)$$

este de așteptat ca la creșterea concentrației de aur tensiunea de străpungere să scadă la o diodă N^+P și să crească la o diodă P^+N . De asemenea, capacitatea joncțiunii [17]:

$$C = \frac{K_s \epsilon_0}{W}, \quad (13)$$

(unde k_s este constanta dielectrică a siliciului și ϵ_0 — permitivitatea spațiului liber), ar trebui să crească la o diodă N^+P și să scadă la dioda P^+N o dată cu creșterea dopajului cu aur. Aceste variații ale valorilor tensiunii de străpungere și ale capacității joncțiunii ar trebui să apară la concentrații de aur N_{Au} sensibil mai mari decît concentrația stratului epitaxial.

3. Rezultate experimentale

A. Pentru verificarea experimentală a faptului că în regiunea de tranziție concentrația atomilor de aur aflați în stare acceptoare este mult mai mare decît a celor aflați în stare

donoare, s-au realizat tehnologic două tipuri de diode:

— o diodă P⁺N planar epitaxială (fig. 2a) realizată prin difuzia borului la o adâncime $x_j = 3\mu$, cu o concentrație de suprafață $N_s = 2 \times$

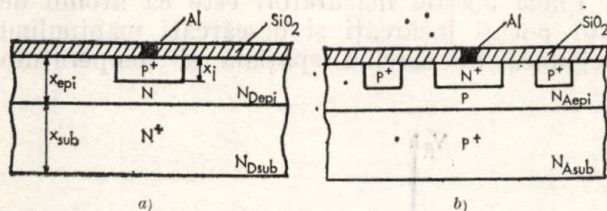


Fig. 2. Dispozitivele realizate experimental:

a — dioda P⁺N; b — dioda N⁺P.

$\times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, într-o plachetă N/N⁺ cu $N_{D,epi} = 1,64 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $x_{epi} = 13 \mu$, $N_{D,substrat} = 3 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ și $x_{substrat} = 220 \mu$;

— o diodă N⁺P planar epitaxială (fig. 2b) cu inel de gardă P⁺ realizată prin difuzia fosforului ($x_j = 3 \mu$ și $N_s = 10^{21} \text{ cm}^{-3}$) într-o plachetă P/P⁺ cu $N_{A,epi} = 1,1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $x_{epi} = 15 \mu$, $N_{A,substrat} = 8 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, $x_{substrat} = 220 \mu$.

La ambele diode, aria zonei difuzate este $A = 1,77 \times 10^{-4} \text{ cm}^2$.

Pentru fiecare tip s-au realizat diode dopate cu aur și diode martor. La diodele dopate s-a depus un strat de aur de 600 Å pe spatele plachetei, după care a urmat un proces de difuzie la $T = 1100^\circ\text{C}$ pentru doi timpi diferiți de difuzie $t = 15 \text{ min}$ și $t = 30 \text{ min}$. Ambele tipuri de diode N⁺P și P⁺N au fost difuzate simultan cu aur, pentru un același tip de difuzie, iar diodele martor au urmat un tratament termic similar cu cel al difuziei de aur, dar fără aur depus pe spatele plachetei. În acest fel, din fiecare tip de diodă au rezultat trei categorii: a — martor; b — $t_{dif,Au} = 15 \text{ min}$; c — $t_{dif,Au} = 30 \text{ min}$.

Pe ambele tipuri de diode martor s-a trasat curba $1/C^2 = f(V)$, din care s-au calculat [17] valorile concentrației stratului epitaxial folosit.

În tabelul 3 sînt prezentate valorile tensiunilor de străpungere ale diodelor măsurate la

Tabelul 3

Variația tensiunii de străpungere cu dopajul de aur pentru diodele realizate experimental ($t_{dif,Au} = 1100^\circ\text{C}$)

$t_{dif,Au}$, min	V_{str} , V	
	P ⁺ N	N ⁺ P
0	105	160
15	220	100
30	225	8

un curent de 100 μA , pe 50 diode (valori medii). Figura 3 prezintă variația capacității joncțiunii, la o frecvență de 1 MHz, cu tensiunea inversă aplicată V , pentru cele șase categorii de diode.

B. Pentru verificarea experimentală a faptului că în regiunea de tranziție atomii de aur se află în mod predominant în stare neutră,

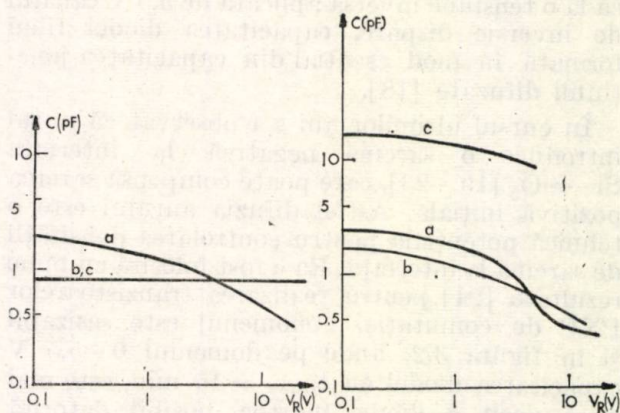


Fig. 3. Variația capacității joncțiunii în funcție de tensiunea inversă aplicată ($f = 1 \text{ MHz}$):

3.1. — la dioda P⁺N; 3.2. — la dioda N⁺P ($T_{dif,Au} = 1100^\circ\text{C}$; a — $t_{dif,Au} = 0 \text{ min}$; b — $t_{dif,Au} = 15 \text{ min}$; c — $t_{dif,Au} = 30 \text{ min}$).

s-a realizat o diodă N⁺P (fig 2b) cu următorul profil de difuzie:

— $N_{A,epi} = 1,1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$; $x_{epi} = 15 \mu$; $x_j = 2,3 \mu$; $N_s = 10^{21} \text{ cm}^{-3}$. La acest profil s-a realizat o diodă martor și două tipuri de diode dopate cu aur. Temperatura de difuzie a aurului a fost $T = 1050^\circ\text{C}$, iar timpii de difuzie aur au fost 10 min și 30 min.

4. Discuție

A. Un studiu atent al datelor, prezentate în în tabelul 3 și figura 3, ne permite să tragem următoarele concluzii:

1. Difuzia de aur efectuată la $T = 1100^\circ\text{C}$ într-o plachetă cu o concentrație în jurul a 10^{15} cm^{-3} produce un salt spectaculos al tensiunii de străpungere. Astfel la dioda P⁺N tensiunea de străpungere crește de la 105 V (dioda martor), la 225 V ($t_{dif,Au} = 30 \text{ min}$), în timp ce la N⁺P tensiunea de străpungere scade de la 160 V (dioda martor) la 8 V ($t_{dif,Au} = 30 \text{ min}$).

2. La dioda P⁺N, capacitatea joncțiunii (în condițiile $t_{dif,Au} = 30 \text{ min}$, și $t_{dif,Au} = 15 \text{ min}$) este constantă și egală cu 0,22 pF. Aceasta înseamnă că pentru $t_{dif,Au} = 15 \text{ min}$ concentrația aurului în volum este foarte mare, compensind puternic stratul epitaxial. Regiunea de sarcină spațială se întinde pe toată grosimea stratului epitaxial de sub difuzia P⁺, x_{epi} , de aproximativ 8 μ , capacitatea rămânând constantă cu tensiunea aplicată:

$$C = \frac{A k \varepsilon_0}{x_{epi}} = \text{const.} \quad (14)$$

3. La dioda N⁺P martor este de presupus că sarcina pozitivă din oxid și de la interfața Si—SiO₂ produce inversia [17] regiunii de supra-

față a zonei P epitaxiale. Canalul de inversie creat produce o creștere importantă a capacității diodei N^+P (fig. 3.2, curba a). Se observă că la o tensiune inversă aplicată de 5,5 V canalul de inversie dispăre, capacitatea diodei fiind formată în mod esențial din capacitatea joncțiunii difuzate [18].

În cursul ultimilor ani s-a observat că aurul introduce o sarcină negativă la interfața $Si-SiO_2$ [19–23], care poate compensa sarcina pozitivă inițială. Astfel difuzia aurului este o tehnică potențială pentru controlarea densității de sarcină la interfață. Ea a fost folosită cu bune rezultate [24] pentru realizarea tranzistoarelor PNP de comutație. Fenomenul este sesizabil și în figura 3.2, unde pe domeniul 0–5,5 V capacitatea diodei cu $t_{dif,Au} = 15$ min, este mai mică decât a diodei martor, posibil datorită dispariției canalului de inversie la diodele dopate cu aur. Pentru tensiuni mai mari de 5,5 V situația se inversează, deoarece în această regiune contează numai capacitatea joncțiunii difuzate.

4. La diodele N^+P cu $t_{dif,Au} = 30$ min creșterea capacității este impresionantă, punând în evidență [16], împreună cu valoarea extrem de mică a tensiunii de străpungere $V_{str} = 8$ V, o concentrație a atomilor de aur aflați în stare acceptoare în regiunea de golire a joncțiunii de aproximativ 10^{17} cm^{-3} . Prezența unei concentrații de aur așa de mari în jurul joncțiunii metalurgice are următoarea explicație:

Profilul de difuzie al aurului în siliciu este anormal [25, 26], constând dintr-o regiune de palier unde concentrația aurului este constantă și o regiune de suprafață unde N_{Au} crește brusc peste valoarea din volum. Valoarea concentrației de palier crește o dată cu timpul de difuzie spre limita solubilității maxime a aurului în siliciu la temperatura respectivă. Creșterea concentrației de aur la suprafață este explicată în mod obișnuit prin faptul că aurul difuzează în siliciu printr-un proces interstițial-substituțional controlat de rata generării de vacanțe, iar suprafața siliciului acționează din acest punct de vedere ca o sursă infinită de vacanțe. Acest lucru este valabil pentru dioda P^+N . Pentru dioda N^+P are loc o creștere mult mai mare a concentrației aurului la suprafață, cu o getterare corespunzătoare a aurului din volum. Acest lucru este explicat prin creșterea solubilității aurului în zona N^+ puternic dopată cu fosfor, putându-se depăși chiar solubilitatea limită. Experiențele făcute de către Chou și Brotherton [28, 29] pun în evidență pentru $T = 1100^\circ\text{C}$ valori ale concentrației de aur în regiunea difuzată N^+ în jur de 10^{19} cm^{-3} .

B. La diodele N^+P la care difuzia de aur s-a făcut la $T = 1050^\circ\text{C}$, măsurându-se capacitatea joncțiunii și tensiunea de străpungere, nu s-au observat diferențe esențiale între diodele martor

și cele dopate cu aur. Pentru o mai bună interpretare a lucrurilor, am măsurat concentrația aurului în volum pentru dioda N^+P cu $T_{dif,Au} = 1050^\circ\text{C}$ și $t_{dif,Au} = 10$ min., conform secvenței temporale [9,30] indicate în figura 4.

Cheia acestei măsurători este că atomii de aur pot fi încărcăți și descărcați manipulând regiunea de sarcină spațială și temperatura

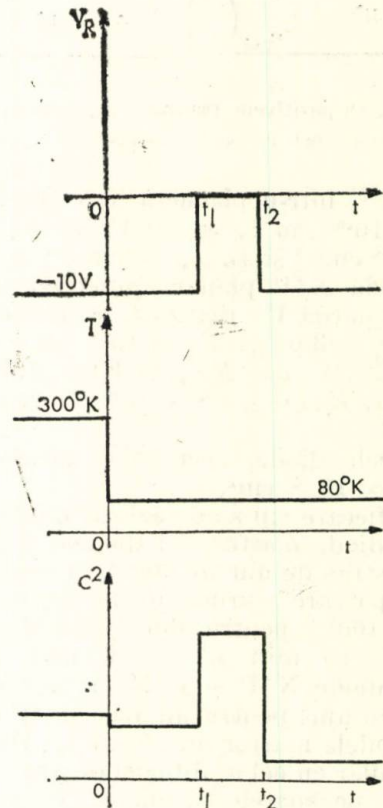


Fig. 4. Schema de măsură a concentrației de aur în volumul diodelor N^+P abrupte asimetrice.

joncțiunii. Metoda se poate aplica pentru concentrații de aur N_{Au} mai mici decât concentrația zonei epitaxiale N_A .

Așa cum s-a mai arătat, în regiunea de tranziție, starea de sarcină a aurului este guvernată de probabilitățile de emisie ale electronilor și golurilor, ea fiind în mod predominant neutră. Deoarece $N_{Au} < N_A$, rezultă că la $t < 0$ (fig. 4) concentrația netă de impurități ionizate din regiunea de tranziție este $N_I = N_A$. Fiind vorba de o joncțiune N^+P abruptă asimetrică, valoarea capacității joncțiunii va fi dată de:

$$C^2(300^\circ\text{K}) = \frac{q \cdot K_s \cdot \epsilon_0 A^2}{2(V_D + V_R)} N_A, \quad t < 0. \quad (15)$$

La $t = 0$, dioda este introdusă brusc în azot lichid, fiind de așteptat o scădere ușoară a capacității datorită creșterii potențialului intern V_D prin variația temperaturii de la 300°K la 80°K .

La $t = t_1$, se aduce tensiunea aplicată în mod rapid la zero. Atomii de aur care se aflau în regiunea de tranziție în stare neutră pătrund acum în regiunea neutră P , ca urmare a micșorării regiunii de tranziție. Aici starea lor de încărcare va fi dictată de statistica Fermi și ei vor trece în întregime în stare donoare.

La $t = t_2$, tensiunea este adusă brusc la vechea valoare V_R , regiunea de tranziție extinzându-se din nou. Starea finală de încărcare a atomilor de aur donori care pătrund acum în regiunea de tranziție, prin extinderea acestei regiuni în zona neutră P , ar trebui să fie dictată de valoarea coeficienților de emisie, deoarece această regiune este golită rapid de purtători. Dar la 80°K energia termică de activare a golurilor capturate pe nivelul donor al aurului este insuficientă pentru a putea permite emisia lor în banda de valență, astfel încît toți atomii de aur din regiunea de tranziție rămîn înghețați în stare donoare.

Rezultă că la $t > t_2$, concentrația netă a impurităților ionizate din regiunea de sarcină spațială este $N_i = N_A - N_{\text{Au}}$, iar valoarea capacității joncțiunii va fi de dată :

$$C^2(80^\circ\text{K}) = \frac{q K_s \epsilon_0 A^2}{2(V_D + V_R)} (N_A - N_{\text{Au}}), t > t_2. \quad (16)$$

Din relațiile (15) și (16) rezultă :

$$N_{\text{Au}} = \frac{2(V_D + V_R)}{q K_s \epsilon_0 A^2} [C^2(300^\circ\text{K}) - C^2(80^\circ\text{K})], \quad (17)$$

expresie care dă valoarea concentrației totale de aur prin măsurarea capacității la două temperaturi diferite, 300°K și 80°K , și cu respectarea secvenței temporale indicate în figura 4.

În cazul nostru a rezultat o valoare a concentrației :

$$N_{\text{Au}} = 3,8 \times 10^4 \text{ cm}^{-3}.$$

Această valoare este mai mică chiar decît valorile experimentale [31] raportate de alte laboratoare pentru condiții similare de difuzie.

Pentru un timp de difuzie mai mare, $t_{\text{dif.Au}} = 30 \text{ min}$, la $T = 1050^\circ\text{C}$ concentrația de aur crește de 2—3 ori [31], ajungînd în jur de 10^{15} cm^{-3} .

Dacă starea de încărcare a atomilor de aur din regiunea de tranziție ar fi predominant acceptoare (94%), cum se raportase anterior [2, 3], sarcina totală fixă din regiunea de sarcină spațială a diodei N^+P ar fi :

$$N_I = N_A + N_{\text{Au}} \quad (18)$$

Deci în cele două condiții de difuzie aur ar rezulta :

$N_I = 1,4 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, pentru $T_{\text{dif.Au}} = 1050^\circ\text{C}$, $t_{\text{dif.Au}} = 10 \text{ min}$; $N_I = 2,0 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, pentru $T_{\text{dif.Au}} = 1050^\circ\text{C}$, $t_{\text{dif.Au}} = 30 \text{ min}$, față de $N_I = 1,1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, pentru dioda martor.

Capacitatea joncțiunii ar trebui să crească și tensiunea de străpungere să scadă substanțial la diodele dopate cu aur față de dioda martor. Acest lucru nu se verifică experimental, capacitatea și tensiunea de străpungere rămînînd practic neschimbate, cu toate că, la diodele dopate, concentrația aurului tinde să egaleze concentrația stratului epitaxial.

Singura explicație este că în regiunea de tranziție aurul este activ electric într-o proporție mai mică de 10—20%. Rezultă deci că starea de sarcină a atomilor de aur din regiunea de tranziție a unei joncțiuni PN cu siliciu este în cea mai mare măsură neutră.

5. Concluzii

În regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni PN cu siliciu, indiferent de tipul diodei (N^+P sau P^+N), atomii de aur se află în mod predominant în stare neutră, iar starea de sarcină acceptoare este semnificativ mai mare decît cea donoare.

Pentru o temperatură de difuzie a aurului de $T = 1050^\circ\text{C}$ s-a măsurat concentrația aurului la o diodă N^+P cu ajutorul unei metode noi, bazate pe determinarea capacității la două temperaturi diferite ($T = 300^\circ\text{K}$ și $T = 80^\circ\text{K}$) și la o aceeași tensiune aplicată, conform unei secvențe temporale date. La o concentrație $N_{\text{Au}} \leq N_A$, capacitatea și tensiunea de străpungere ale diodei dopate nu diferă față de dioda martor. Se pune astfel în evidență faptul că în regiunea de tranziție aurul este în cea mai mare măsură neutru.

Pentru $T_{\text{dif.Au}} = 1100^\circ\text{C}$ rezultă că $N_{\text{Au}} > N_{\text{epi}}$, prezența aurului activ electric în regiunea de tranziție începînd să se facă simțită. Dopajul cu aur va avea efecte opuse asupra celor două tipuri de diode. În condițiile experienței de față s-a obținut o creștere a tensiunii de străpungere de la 105 V (dioda martor) la 225 V ($t_{\text{dif.Au}} = 30 \text{ min}$), cu o scădere corespunzătoare a capacității joncțiunii de la 2,24 pF la 0,9 pF (pentru o polarizare de OV) în cazul diodei P^+N . Pentru dioda N^+P , s-a obținut o micșorare a tensiunii de străpungere de la 160 V (dioda martor) la 8 V ($t_{\text{dif.Au}} = 30 \text{ min}$), cu o creștere corespunzătoare a capacității joncțiunii de la 0,84 pF la 9,33 pF (pentru o polarizare de 5 V). Se pune astfel în evidență faptul că, în regiunea de tranziție, starea de sarcină acceptoare a atomilor de aur este substanțial mai mare decît cea donoare.

Autorii doresc să mulțumească Dr. ing. C. Bulucea, care prin sugestii date ca referent al lucrării (pentru publicare) a inițiat o îmbunătățire de fond a întregului material.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Collins, B., Carlson, R.O., Gallagher, C.J. În: Phys. Rev., nr. 105, 1957, p. 168.
- [2] Schroder, D.K., Tasch, A.F. Jr., Sah, C.T. În: I.E.E.E. Trans. Ed-15, 1968, p. 553.
- [3] Sah, C.T., Schroder, D.K. În: Appl. Phys. Letters, nr. 12, 1968, p. 141.
- [4] Sah, C.T. În: Proc. I.E.E.E., nr. 55, 1967, p. 654.
- [5] Sah, C.T. În: Proc. I.E.E.E., nr. 55, 1967, p. 672.
- [6] Bullis, W.M., Strieter, F.J. În: J. Appl. Phys., nr. 39, 1968, p. 314.
- [7] Shockley, W., Read, W.T. Jr. În: Phys. Rev., nr. 87, 1952, p. 835.
- [8] Fairfield, J.M., Gokhale, B.V. În: Solid-St. Electron, nr. 8, 1965, p. 685.
- [9] Sah, C.T., Forbes, L., Rosier, L.L., Tasch, A.F. Jr. În: Solid St. Electron, nr. 13, 1970, p. 759.
- [10] Sah, C.T., Forbes, L., Rosier, L.L., Tasch, A.F. Jr., Tole, A.B. În: Appl. Phys. Letters, nr. 15, 1969, p. 145.
- [11] Tasch, A.F. Jr., Sah, C.T. În: Phys. Rev. b, nr. 1, 1970, p. 800.
- [12] Braun, S., Grimmeis, H.G. În: Solid St. Commun., nr. 11, 1972, p. 1457.
- [13] Braun, S., Grimmeis, H.G. În: J. Appl. Phys., nr. 44, 1973, p. 2789.
- [14] Sah, C.T., Noyce, R.N., Shockley, W. În: Proc. I.R.E., nr. 45, 1957, p. 1228.
- [15] Calzolari, P.U., Graffi, S. În: Solid St. Electron, nr. 15, 1972, p. 1003.
- [16] Warner R.M. Jr. În: Solid St. Electron, nr. 15, 1972, p. 1303.
- [17] Grove, A.S. *Physics and Technology of Semiconductors Devices*. New York, John Wiley and Sons, 1967.
- [18] Sachelarie, D., Găiseanu, F. *Dioda de comutație N⁺P*. Studiu experimental, raport de cercetare ICCE, 1973.
- [19] Cagnina, S.F., Snow, E.H. În: J. Electrochem. Soc., nr. 114, 1967, p. 1165.
- [20] Collins, D.R. În: J. Appl. Phys., nr. 39, 1968, p. 4133.
- [21] Brotherton, S.D. În: J. Appl. Phys., nr. 42, 1971, p. 2085.
- [22] Sproul, M.E., Nassibian, A.G. În: J. Appl. Phys., nr. 46, 1975, p. 1255.
- [23] Sproul, M.E., Nassibian, A.G. În: I.E.E.E. Trans., nr. ED-22, 1975, p. 8.
- [24] Sachelarie, D., Postolache, C., Găiseanu, F. În: Studii și cercetări de fizică, nr. 4, 1976, p. 1.
- [25] Huntley, F.A., Willoughby, A.F.W. În: Solid St. Electron, nr. 13, 1970, p. 1231.
- [26] Lambert, J.L. În: Phys. Stat. Sol. (a), nr. 4, p. 1971, p. 33.
- [27] Cagnina, S.F. În: J. Electrochem. Soc., nr. 116, nr. 116, 1969, p. 498.
- [28] Brotherton, S.D., Rogers, T. L. În: Solid St. Electron, nr. 15, 1972, p. 853.
- [29] Chou, S.L., Gibbons, J.F. În: J. Appl. Phys., nr. 46, 1975, p. 46.
- [30] Sah, C.T., Rosier, L.L., Forbes, L. În: Appl. Phys. Letters, nr. 15, 1969, p. 161.
- [31] Huntley, F.A., Willoughby, A.F.W. În: J. Electrochem. Soc., nr. 120, 1973, Op. 414.

CZ 61.318.74

FILTRU ACTIV TRECE-BANDĂ
FUNCȚIE DE TRANSFER

Determinarea performanțelor unui filtru activ trece-banda

CRISTIAN LAZAROVICI — București

1. Introducere

În această lucrare autorul prezintă calculul teoretic al funcției de transfer a unui filtru trece-banda, verificarea funcției de transfer pe calculator și lanțul de măsură pentru determinarea pe cale experimentală a caracteristicilor de amplitudine și fază.

Având în vedere larga utilizare a sistemelor de filtrare activă în tehnica măsurătorilor și a construcției de aparate electronice specializate, considerăm de mare importanță cunoașterea caracteristicilor de amplitudine și fază ale filtrului; aceste caracteristici indică pe lângă comportarea în jurul frecvenței centrale și modalitățile de proiectare și construcție ale filtrului activ. Informațiile furnizate de acest studiu au fost folosite cu succes de autor la

construcția unui sintetizor armonice pentru realizarea unor regimuri deformate controlate în amplitudine și fază.

Este binecunoscut că filtrele trece-banda cu factor de calitate ridicat, au caracteristica de amplitudine foarte ascuțită, iar cea de fază în dreptul frecvenței centrale extrem de abruptă. Aceasta arată că mici modificări ale valorilor unor elemente de circuit pot introduce atenuări și abateri de fază serioase în tensiunea de ieșire; de asemenea, trebuie luate în considerare și caracteristicile neideale ale amplificatoarelor operaționale (rezistență de intrare și amplificare în buclă deschisă, finite).

Există deci limitări în obținerea unor factori de calitate ridicați, datorite în principal sensibilității mari a filtrului activ în jurul frecvenței centrale.

Considerentele de mai sus pun în evidență importanța selecției elementelor de circuit RC

* Ing. C.E. Lazarovici este asistent la I.P. — București, Facultatea de electrotehnică.

ce vor intra în componența rețelelor pasive de reacție, precum și ponderea lor în evaluarea sensibilității filtrului.

Considerăm, de asemenea ca un element important în cunoașterea performanțelor unui filtru activ, evaluarea preciziei lanțului de măsură, cu ajutorul căruia s-a făcut verificarea experimentală a caracteristicilor de amplitudine și fază.

2. Funcția de transfer

Criteriul de proiectare al unui filtru activ trece-bandă cu rețea selectivă dublu T de reacție, se dezvoltă pornind de la ecuațiile ce descriu sistemul echivalent al unei rețele cu trei cvadripoli, în care poate fi separat (fig. 1).

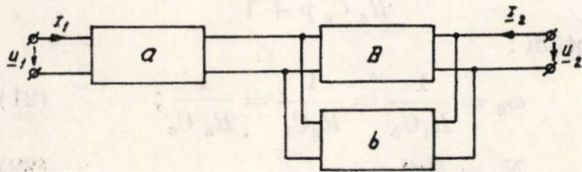


Fig. 1. Schema-bloc a filtrului activ.

Rețelele a și b sînt circuite pasive liniare formate numai din capacități și rezistențe, iar rețeaua B este un amplificator cu câștig mare în buclă deschisă.

Ecuațiile matriciale cu parametri $\underline{Y}$ ale celor trei cvadripoli sînt:

$$|\underline{I}^a| = |\underline{Y}^a| \cdot |\underline{U}^a|; \quad (1)$$

$$|\underline{I}^b| = |\underline{Y}^b| \cdot |\underline{U}^b|; \quad (2)$$

$$|\underline{I}^B| = |\underline{Y}^B| \cdot |\underline{U}^B|. \quad (3)$$

Pentru rețelele b și B conectate în paralel (fig. 2) matricea admitanță este:

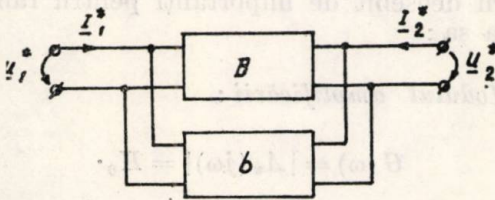


Fig. 2. Rețelele b , B conectate în paralel.

$$|\underline{Y}^*| = |\underline{Y}^B| + |\underline{Y}^b|, \quad (4)$$

unde:

$$\underline{Y}_{jk}^* = \underline{Y}_{jk}^B + \underline{Y}_{jk}^b. \quad (5)$$

Rețelele b și B cuplate în paralel se înseriază cu rețeaua a (fig. 3), după relația:

$$|\underline{A}| = |\underline{A}^a| + |\underline{A}^*| \quad (6)$$

Se obține astfel cvadripolul echivalent al filtrului activ (fig. 4), a cărui matrice $|\underline{A}|$ poate fi convertită în matricea $|\underline{Y}|$:

$$|\underline{Y}| = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

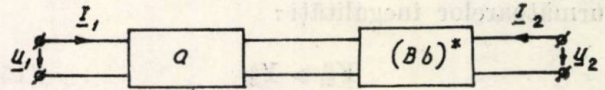


Fig. 3. Rețelele a , (B, b) conectate în serie.

unde:

$$\underline{Y}_{11} = \underline{Y}_{11}^a + \underline{Y}_{12}^a \frac{-\underline{Y}_{21}^a}{\underline{Y}_{22}^a + \underline{Y}_{11}^*}; \quad (8)$$

$$\underline{Y}_{22} = \underline{Y}_{22}^a + \underline{Y}_{21}^* \frac{-\underline{Y}_{12}^a}{\underline{Y}_{22}^a + \underline{Y}_{11}^*}; \quad (9)$$

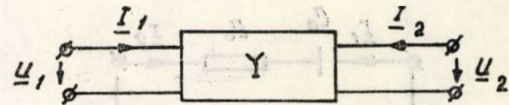


Fig. 4. Cvadripolul echivalent.

$$\underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{12}^a \frac{-\underline{Y}_{12}^*}{\underline{Y}_{22}^a + \underline{Y}_{11}^*}; \quad (10)$$

$$\underline{Y}_{21} = \underline{Y}_{21}^* \frac{-\underline{Y}_{21}^a}{\underline{Y}_{22}^a + \underline{Y}_{11}^*}. \quad (11)$$

Amplificarea în tensiunea a acestui cvadripol echivalent, avînd la ieșire o sarcină rezistivă R (fig. 5), este:

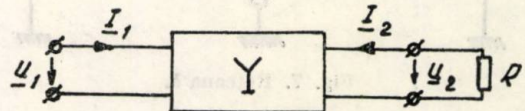


Fig. 5. Cvadripolul echivalent cu sarcină rezistivă.

$$G = \frac{1}{R}; \quad \underline{A}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{\underline{Y}_{21}}{G + \underline{Y}_{22}}. \quad (12)$$

Înlocuind valorile obținute mai sus, avem

$$\underline{A}_u = -\frac{\underline{Y}_{21}^a}{\underline{Y}_{21}^a + \underline{Y}_{21}^b} \cdot \frac{1}{1 - \frac{(G + \underline{Y}_{22}^B + \underline{Y}_{22}^b)(\underline{Y}_{22}^a + \underline{Y}_{11}^B + \underline{Y}_{11}^b)}{(\underline{Y}_{12}^B + \underline{Y}_{12}^b)(\underline{Y}_{21}^B + \underline{Y}_{21}^b)}}. \quad (13)$$

Expresia (13) se simplifică la forma :

$$A_u = - \frac{Y_{21}^a}{Y_{12}^b}. \quad (14)$$

Simplificarea este corectă, deoarece amplificatorul B cu reacția negativă b permite realizarea următoarelor inegalități :

$$Y_{21}^B \gg Y_{21}^a \quad (15)$$

$$Y_{12}^b \gg Y_{12}^a \quad (16)$$

$$Y_{21}^B \gg \frac{(G + Y_{22}^B + Y_{22}^a)(Y_{22}^a + Y_{11}^B + Y_{11}^a)}{Y_{12}^b}. \quad (17)$$

Pentru obținerea funcției de transfer clasice a filtrului trece-bandă, rețelele a (fig. 6), b (fig. 7) și B (fig. 8) au fost alese corespunzător.

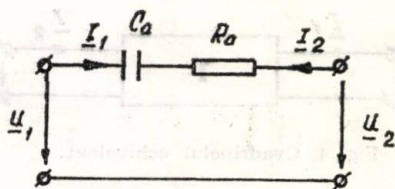


Fig. 6. Rețeaua a .

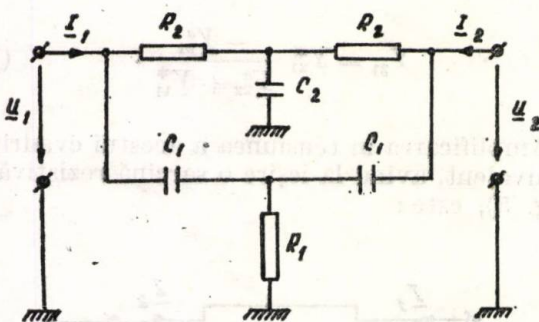


Fig. 7. Rețeaua b .

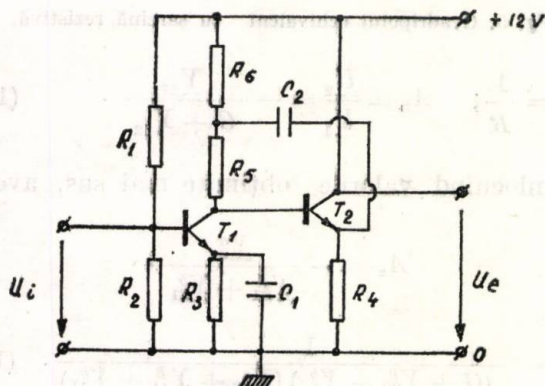


Fig. 8. Rețeaua B .

Notînd $j\omega = p$, admitanțele de interes sînt :

$$Y_{11}^a = - \frac{pC_a}{R_a C_a p + 1}; \quad (18)$$

$$Y_{12}^a = - \frac{R_1 R_2^2 C_1^2 C_2 p^3 + 2 R_1 R_2 C_1^2 p^2 + 2 R_1 C_1 p + 1}{R_2 (1 + 2 R_1 C_1 p) (2 + R_2 C_2 p)}. \quad (19)$$

Atunci amplificarea filtrului este :

$$A_u(p) = - \frac{R_2 (1 + 2 R_1 C_1 p) (2 + R_2 C_2 p)}{R_1 R_2^2 C_1^2 C_2 p^3 + 2 R_1 R_2 C_1^2 p^2 + 2 R_1 C_1 p + 1} \cdot \frac{pC_a}{R_a C_a p + 1}. \quad (20)$$

Notăm :

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_2} = \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{1}{R_a C_a}; \quad (21)$$

$$N_0 = R_2 C_a; \quad (22)$$

$$\frac{1}{Q} = \alpha = \frac{2 R_1}{R_2} - 1 = \frac{2 C_1}{C_2} - 1, \quad (23)$$

obținem :

$$A_u(p) = \frac{H_0 p \omega_0 \alpha}{p^2 + \alpha \omega_0 p + \omega_0^2}. \quad (24)$$

Expresia (24) se mai poate scrie sub forma :

$$A_u(j\omega) = \frac{H_0}{1 + jQ \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (25)$$

și reprezintă amplificarea în complex a filtrului trece-bandă cu doi poli. Amplificarea în complex a filtrului, permite definirea a trei parametri deosebit de importanți pentru funcționarea sa :

a. Modulul amplificării :

$$G(\omega) = |A_u(j\omega)| = H_0 \cdot$$

$$\cdot \left[1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (26)$$

b. Faza tensiunii de ieșire

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \left(\frac{2Q\omega}{\omega_0} + \sqrt{4Q^2 - 1} \right) - \arctg \left(\frac{2Q\omega}{\omega_0} - \sqrt{4Q^2 - 1} \right). \quad (27)$$

c. Întârzierea de grup :

$$\tau(\omega) = - \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \frac{2Q \cos 2\varphi}{\omega_0} + \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}. \quad (28)$$

Pentru ca unda extrasă de un astfel de filtru să nu conțină componenți nedorți mai mari de 10^{-3} din amplitudinea frecvenței selectate, este indicată inserierea a două filtre trece-bandă; circuitul va prezenta patru poli, iar rejecția armonicilor adiacente va fi foarte bună.

Pentru filtrul trece-bandă cu patru poli alura teoretică a caracteristicilor date de relațiile (25), (27) și (28) sînt date în figurile 9, 10 și 11.

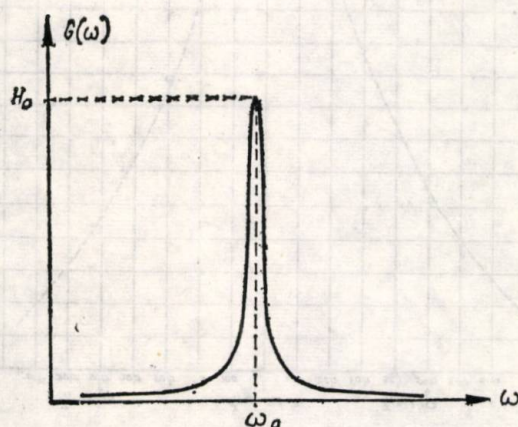


Fig. 9. Caracteristica de amplificare.

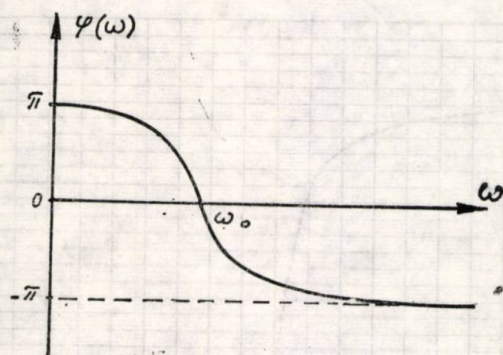


Fig. 10. Caracteristica de fază.

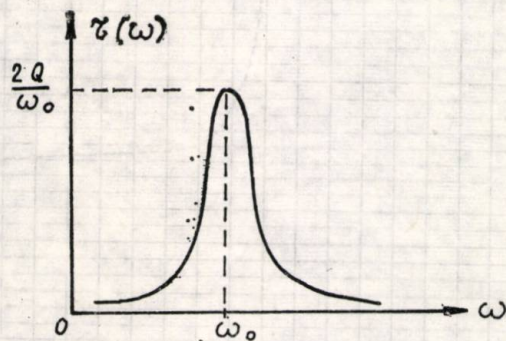
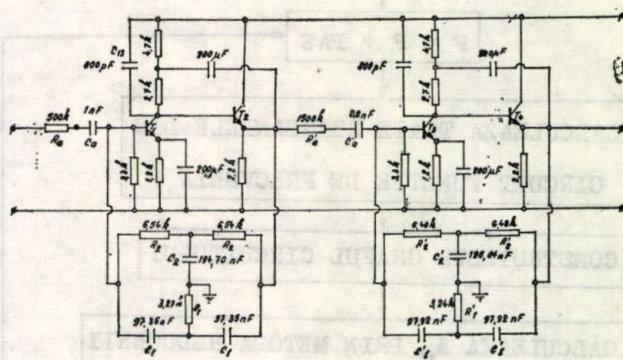


Fig. 11. Caracteristica vitezei de grup.

În cele ce urmează se va face un studiu al performanțelor unui filtru activ trece-bandă cu patru poli de 250 Hz construit de autor. Studiul își propune în primă etapă determinarea caracteristicilor de atenuare (26) și fază (27) pe calculator și în a doua etapă determinarea lor pe cale experimentală, prin folosirea unui lanț de măsură de înaltă precizie.

3. Determinarea pe calculator a funcției de transfer a filtrului trece-bandă cu patru poli

Folosind relațiile de proiectare (21), (22) și (23), s-a construit un filtru trece-bandă cu reacție în punte dublă T pentru frecvența de 250 Hz. Valorile elementelor de circuit sînt date în figura 12.

Fig. 12. Filtrul activ cu poli pentru $f_0 = 250$ Hz.

Pentru calcularea caracteristicilor filtrului am folosit programul ACIF din biblioteca calculatorului FELIX C-256. Programul este capabil să calculeze și să reprezinte grafic modulul amplificării $G = G(\omega)$ și faza $\varphi = \varphi(\omega)$ în banda $0 \div 10^9$ Hz, cu introducerea unei lupe de frecvență de orice deschidere pentru detalierea caracteristicilor.

Din datele schemei, și anume valorile parametrilor tranzistorilor pentru schema Giacchetto, valorile rezistențelor și capacităților, precum și numărul de ordine al nodurilor de cuplare, programul execută următoarele operații :

- construiește graficul corespunzător ecuațiilor în potențiale la noduri;

- rezolvă graficul calculînd transmitanța

$$A_u(j\omega) = \frac{U_2}{U_1}$$

de ieșire; calculul se execută de 90 de ori în punctele diviziunii construite în intervalul de frecvență specificat;

- afișază rezultatul în scară logaritmică.

Organigrama procesului de calcul este dată în figura 13.

În figurile 14 și 15 sînt date caracteristicile de atenuare și fază obținute pe calculator, în coordonate normalizate pentru lupta de frecvență (237, 92 ÷ 263, 88) Hz.

Organigrama procesului de calcul

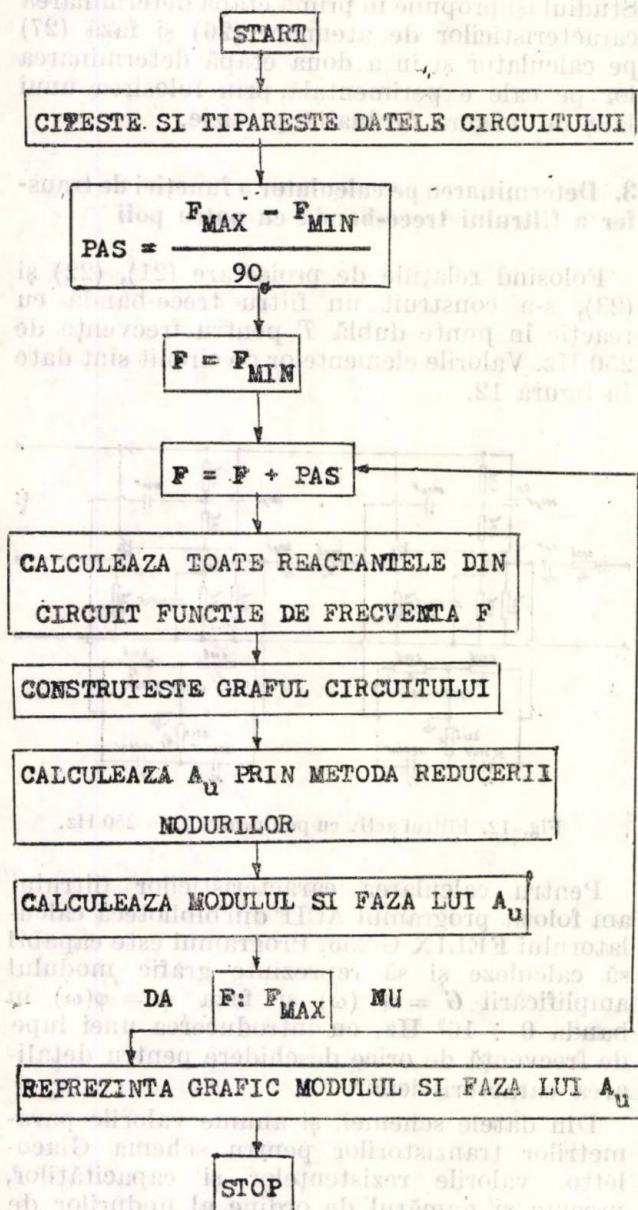


Fig. 13. Organigrama procesului de calcul.

Se observă că frecvența centrală a filtrului este $f_0 = 250,39$ Hz; frecvențele laterale la 3 dB sînt :

$$f_1 = f_{3dB_{st}} = 249,45 \text{ Hz}; \quad (29)$$

$$f_2 = f_{3dB_{dr}} = 251,29 \text{ Hz}. \quad (30)$$

Factorul de calitate al filtrului este :

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = 136. \quad (31)$$

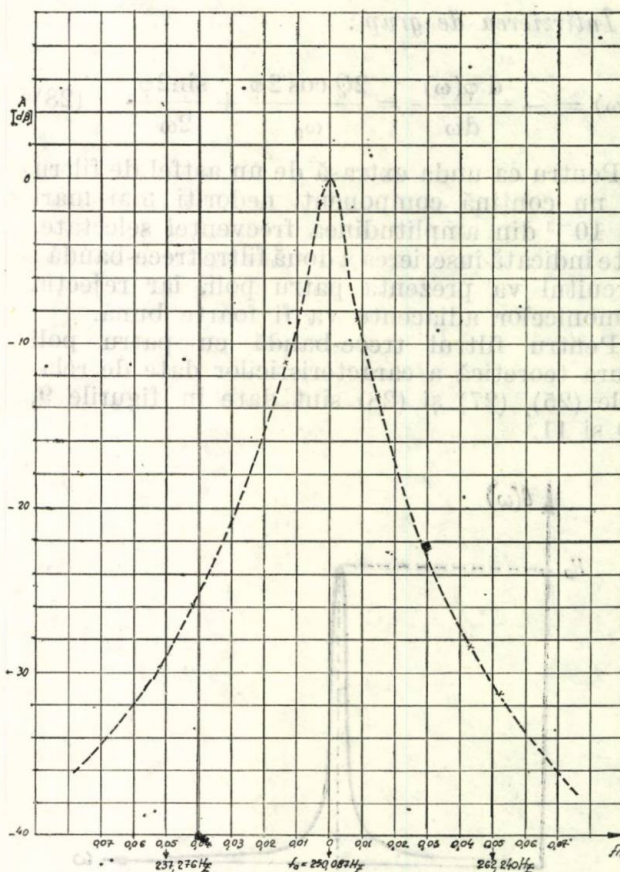


Fig. 14. Caracteristica de atenuare calculată.

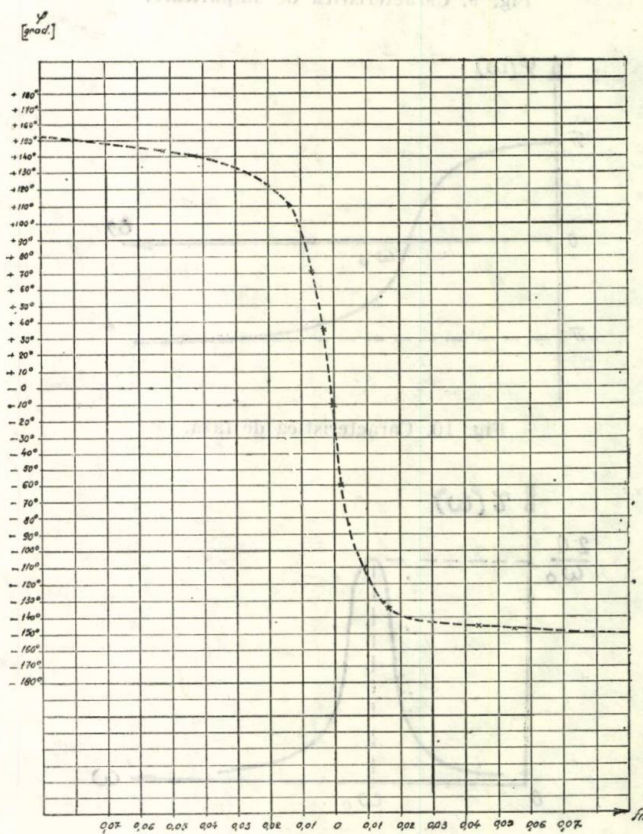


Fig. 15. Caracteristica de fază calculată.

Abaterile de fază față de valorile calculate teoretic din funcția de transfer a amplificatorului ideal sînt datorate, în principal, caracterului neideal al amplificatorului.

Deoarece există o bună concordanță între caracteristicile obținute pe calculator și cele teoretice, putem să afirmăm că programul ACIF este deosebit de util pentru verificarea filtrelor active, mai ales la frecvențe joase unde schema Giacoletto nu pune probleme speciale.

4. Sensibilitatea teoretică a filtrului trece-bandă

Sensibilitatea măsoară schimbarea performanțelor caracteristice ale filtrului, ca rezultat al modificării unuia sau a mai multor elemente din circuit. Ea poate fi definită în funcție de toleranțele elementelor RC sau variației în timp și cu temperatura a valorii lor. Sensibilitatea filtrului se reduce la calculul sensibilității modulului amplificării, fazei și întârzierii de grup, în funcție de variațiile lui H_0 , α și ω_0 , variații determinate la rîndul lor de factorii menționați mai sus.

Calculul se face pornind de la relația de definiție a sensibilității funcției N , în raport cu variabila x :

$$S_x^N = \frac{\frac{dN}{N}}{\frac{dx}{x}} = \frac{x}{N} \frac{dN}{dx}. \quad (32)$$

Deosebit de importante pentru evaluarea lanțului de filtre active și pentru menținerea fazei între ele sînt sensibilitățile S_x^G și S_x^φ , ce se calculează pornind de la relațiile:

$$G(\omega) = H_0 \alpha \omega_0 \omega [\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4]^{-\frac{1}{2}}; \quad (33)$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \left[\frac{2Q\omega}{\omega_0} + \sqrt{4Q^2 - 1} \right] - \arctg \left[\frac{2Q\omega}{\omega_0} - \sqrt{4Q^2 - 1} \right]; \quad (34)$$

$$S_{\omega_0}^G = 1 - \frac{G^2}{\omega_0^2 \alpha^2} \left(2 \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega^2} + \alpha^2 - 2 \right); \quad (35)$$

$$S_\alpha^G = -S_Q^G = -1 \frac{G^2}{H_0^2}; \quad (36)$$

$$S_{\omega_0}^\varphi = \frac{2\omega_0}{\alpha \cos \varphi} \sin^2 \varphi - \frac{\sin 2\varphi}{2\varphi}; \quad (37)$$

$$S_\alpha^\varphi = \frac{\sin 2\varphi}{2\varphi}. \quad (38)$$

Avînd în vedere că pulsația centrală ω_0 , amplificarea H_0 la frecvența centrală și factorul de calitate $Q = \frac{1}{\alpha}$ depind nemijlocit la filtrele

trece-bandă cu reacție dublu T de schimbarea valorilor rezistențelor R_1 , R_2 și a capacităților C_1 și C_2 , vom calcula erorile de amplitudine și fază ale filtrului în funcție de variațiile acestor elemente de circuit. Fie $G = G(H_0, \alpha, \omega_0)$ vechea amplificare și $G^* = G^*(H_0, \alpha, \omega_0)$ noua amplificare, atunci:

$$G^* = G(1 + S_{R_1}^G \delta_{R_1} + S_{R_2}^G \delta_{R_2} + S_{C_1}^G \delta_{C_1} + S_{C_2}^G \delta_{C_2}), \quad (39)$$

unde:

$$\delta_{x_i} = \frac{dx_i}{x_i}. \quad (40)$$

Atunci sensibilitățile $S_{x_i}^G$ se vor calcula cu relația:

$$S_{x_i}^G = S_{H_0}^G \cdot S_{x_i}^{H_0} + S_{\omega_0}^G \cdot S_{x_i}^{\omega_0} + S_\alpha^G \cdot S_{x_i}^\alpha \quad (41)$$

și variația relativă a amplificării va fi:

$$\delta_G = \frac{G^* - G}{G} = S_{R_1}^G \delta_{R_1} + S_{R_2}^G \delta_{R_2} + S_{C_1}^G \delta_{C_1} + S_{C_2}^G \delta_{C_2}; \quad (42)$$

$$\delta_G = \sum_{i=1}^K (S_{x_i}^G \cdot \delta_{x_i}). \quad (43)$$

Pentru o cascadă de filtre, cu variație relativă individuală:

$$G = \prod_{i=1}^M G_i; \quad (44)$$

$$G^* = \prod_{i=1}^M G_i (1 + \delta_{G_i}); \quad (45)$$

$$\delta G = \prod_{i=1}^M (1 + \delta_{G_i}) - 1; \quad (46)$$

$$\delta G = \prod_{i=1}^M \left(1 + \sum_{j=1}^{x_j} S_{x_j}^{G_i} \delta_{x_j} \right) - 1. \quad (47)$$

În cazul unui sistem de filtrare cu patru poli (două filtre în cascadă), avem:

Filtrul 1: G_1 ; H_{01} ; α_1 ; ω_{01} ; C_1 ; C_2 ; R_1 ; R_2 .

Filtrul 2: G_2 ; H_{02} ; α_2 ; ω_{02} ; C'_1 ; C'_2 ; R'_1 ; R'_2 .

Vom considera, spre exemplu, doar schimbarea valorilor capacităților C_1 , C_2 , C'_1 și C'_2 :

$$S_{C_1}^{G_1} = S_{H_{01}}^{G_1} \cdot S_{C_1}^{H_{01}} + S_{\alpha_1}^{G_1} \cdot S_{C_1}^{\alpha_1} + S_{\omega_{01}}^{G_1} \cdot S_{C_1}^{\omega_{01}}; \quad (48)$$

$$S_{C_2}^{G_1} = S_{H_{01}}^{G_1} \cdot S_{C_2}^{H_{01}} + S_{\alpha_1}^{G_1} \cdot S_{C_2}^{\alpha_1} + S_{\omega_{01}}^{G_1} \cdot S_{C_2}^{\omega_{01}}; \quad (49)$$

$$S_{C_1'}^{G_2} = S_{H_{01}}^{G_2} \cdot S_{C_1'}^{H_{01}} + S_{\alpha_2}^{G_2} \cdot S_{C_1'}^{\alpha_2} + S_{\omega_{02}}^{G_2} \cdot S_{C_1'}^{\omega_{02}}; \quad (50)$$

$$S_{C_2}^{G_2} = S_{H_{02}}^{G_2} \cdot S_{C_2}^{H_{02}} + S_{\alpha_2}^{G_2} \cdot S_{C_2}^{\alpha_2} + S_{\omega_{02}}^{G_2} \cdot S_{C_2}^{\omega_{02}}. \quad (51)$$

Atunci variația relativă a amplificării va fi :

$$\delta_G = (1 + S_{C_1'}^{G_1} \cdot \delta_{C_1} + S_{C_2}^{G_1} \cdot \delta_{C_2}) (1 + S_{C_1'}^{G_2} \cdot \delta_{C_1'} + S_{C_2}^{G_2} \cdot \delta_{C_2}) - 1. \quad (52)$$

Dacă toleranțele constructive ale condensatoarelor din puntea dublă T sînt $\pm 10\%$, adică $\delta_{C_K} = \pm 0,1$ și presupunem că $S_{C_K}^{G_j} = 0,2$, pentru cel mai nefavorabil caz ($\delta_{C_K} = +0,1$), eroarea de amplificare va fi: $\delta_G = 0,082 = 8,2\% = 0,71$ dB.

În cazul fazei, eroarea se calculează astfel :

$$\varphi = \sum_1^M \varphi_K = \varphi_1 + \varphi_2; \quad (53)$$

$$\varphi^* = \sum_1^M \varphi_K^* = \varphi_1(1 + \delta_{\varphi_1}) + \varphi_2(1 + \delta_{\varphi_2}), \quad (54)$$

unde :

$$\delta_{\varphi_j} = \sum_{i=1}^n S_{\varphi_i}^{\varphi_j} \cdot \varphi_i; \quad (55)$$

$$\delta_{\varphi} = \frac{\varphi^* - \varphi}{\varphi} = \frac{\varphi_1 \delta_{\varphi_1} + \varphi_2 \delta_{\varphi_2}}{\varphi_1 + \varphi_2}. \quad (56)$$

Sensibilitățile particulare pentru capacitățile C_1, C_2, C_1', C_2' sînt :

$$S_{C_1}^{\varphi_1} = S_{\alpha_1}^{\varphi_1} \cdot S_{C_1}^{\alpha_1} + S_{\omega_{01}}^{\varphi_1} \cdot S_{C_1}^{\omega_{01}}; \quad (57)$$

$$S_{C_2}^{\varphi_1} = S_{\alpha_1}^{\varphi_1} \cdot S_{C_2}^{\alpha_1} + S_{\omega_{01}}^{\varphi_1} \cdot S_{C_2}^{\omega_{01}}; \quad (58)$$

$$S_{C_1}^{\varphi_2} = S_{\alpha_2}^{\varphi_2} \cdot S_{C_1}^{\alpha_2} + S_{\omega_{02}}^{\varphi_2} \cdot S_{C_1}^{\omega_{02}}; \quad (59)$$

$$S_{C_2}^{\varphi_2} = S_{\alpha_2}^{\varphi_2} \cdot S_{C_2}^{\alpha_2} + S_{\omega_{02}}^{\varphi_2} \cdot S_{C_2}^{\omega_{02}}. \quad (60)$$

Rezultă :

$$\delta_{\varphi} = \frac{\varphi_1 (S_{C_1}^{\varphi_1} \cdot \delta_{C_1} + S_{C_2}^{\varphi_1} \cdot \delta_{C_2}) + \varphi_2 (S_{C_1}^{\varphi_2} \cdot \delta_{C_1'} + S_{C_2}^{\varphi_2} \cdot \delta_{C_2'})}{\varphi_1 + \varphi_2}. \quad (61)$$

Relațiile de eroare determinate mai sus permit evaluarea preciziei filtrului în funcție de toleranțele elementelor de circuit ce alcătuiesc circuitele de reacție.

Pentru mărirea preciziei filtrului se impune deci folosirea unor elemente de circuit cu toleranțe mici de execuție și cu selecție ridicată, precum și folosirea unor tipuri stabile în timp și cu coeficient redus de variație cu temperatura.

În mare măsură bunele performanțe ale filtrului prezentat se datoresc folosirii rezistențelor metal film ($50 \div 100$) ppm/°C, a condensatorilor Styroflex ($50 \div 100$) ppm/°C și $\text{tg } \delta \leq (1 \div 2) \cdot 10^{-22}$ și unei bune selecții la o punte R, L, C de clasă 0,1.

Garantarea preciziei filtrului nu se poate face decît prin folosirea elementelor de circuit cu coeficient redus de variație cu temperatura în scopul stabilizării schemei.

5. Determinarea pe cale experimentală a funcției de transfer a filtrului trece-bandă cu 4 poli

Lațul de măsură (fig. 16) folosit pentru ridicarea caracteristicilor de amplitudine și fază conține următoarele aparate :

OS — oscilator sinusoidal ORION TR 0157/KOOO;

P — periodmetru cu afisaj digital ROCHAR A1439;

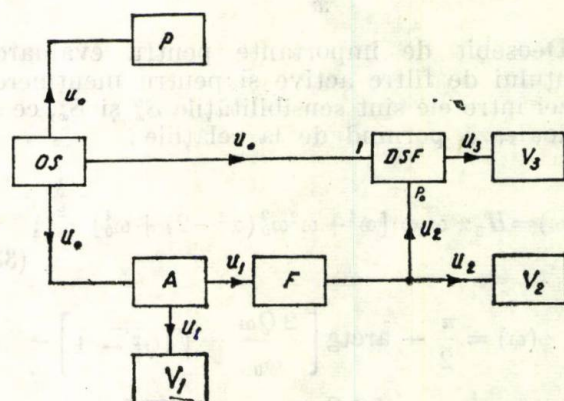


Fig. 16. Schema-bloc a lanțului de măsură.

V_1, V_2 — voltmetru digital HEWLETT-PACKARD HP3450A;

F — filtrul activ;

A — amplificator BLOKDEAL ELECTRONICS 451;

DSF — detector sensibil la fază BLOKDEAL ELECTRONICS 451;

V_3 — voltmetru analogic BLOKDEAL ELECTRONICS 451.

Schema lanțului de măsură a fost aleasă în scopul determinării simultane a amplitudinii și fazei tensiunii de ieșire a filtrului.

Frecvența tensiunii de ieșire U_0 a oscilatorului OS este controlată de periodmetrul P ; această tensiune este amplificată fără distorsiuni și cu fază conservată de către amplificatorul de tensiune A la valoarea U_1 de atac a filtrului activ. Această valoare este citită cu precizie la voltmetrul digital cu 7 cifre V_1 . Amplitudinea U_2 a tensiunii de ieșire a filtrului este măsurată de voltmetrul V_2 ; această tensiune atacă pe intrarea B detectorul sensibil la fază DSF . Acesta primește la intrarea A direct tensiunea U_0 furnizată de oscilatorul sinusoidal, iar la ieșirea sa se obține o tensiune U_3 proporțională cu diferența de fază dintre tensiunile U_0 și U_2 după relația :

$$U_3 = U_0 \cos (\underline{U}_0, \underline{U}_2).$$

(62)

Cum tensiunea U_1 este în faza cu U_0 , defazajul $(\underline{U}_0, \underline{U}_2) = (\underline{U}_1, \underline{U}_2) = \varphi$. Deci.

$$U_3 = U_0 \cos \varphi;$$

(63)

$$\varphi = \arccos \frac{U_3}{U_0}.$$

(64)

În figurile 17 și 18 sint reprezentate caracteristicile de amplitudine și fază, în baza măsură-

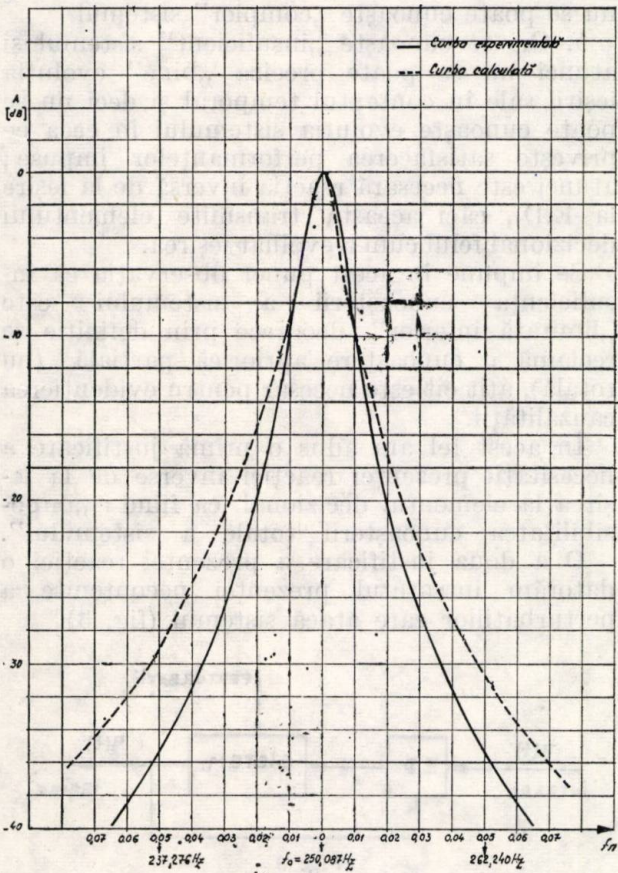


Fig. 17. Caracteristicile de atenuare.

torilor efectuate în banda de frecvență (237,276 ÷ 262,840) Hz.

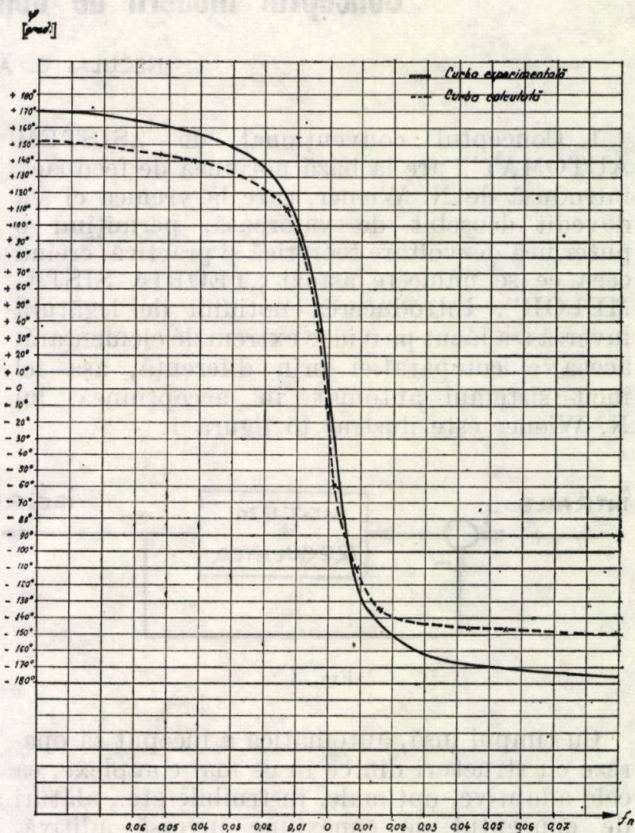


Fig. 18. Caracteristicile de fază.

Factorul de calitate este $Q_{exp} = 168$. Buna concordanță dintre caracteristicile calculate și cele experimentale dovedește corectitudinea criteriul de proiectare adoptat și este datorită în mare măsură preciziei lanțului de măsură adoptat.

BIBLIOGRAFIE

[1] Scott, L. *Criteria for the Desing of Active Fillers Using Resistance and Capacitance Elements in Feedback Circuits.* In: *Solid-State Electronics*, vol 9, p. 641-651.

[2] Mittelman, I. *Active filters: the road to high O'S.* In: *Electronics*, May 27, 1968, p. 109-118.

[3] Huelsman, L.P. *Theory and Disign of Active R.C. Circuits.* Mc.Graw-Hill, 1968.

[4] Key, E.L. *A Practical Method of Disigning R.C. Active Fillers.* In: *I.R.E. Ivans. C.I.*, 274, 1955.

[5] Haykin, S.S. *Synthesis of R.C. Active Fillers Net works.* Mc.Graw-Hill 1969.

[6] Sotirescu, D. *A.C.I.F. O nouă posibilitate de simulare a funcționării circuitelor electronice cu elemente discrete, în regim dinamic.* I.P.B., 1974.

Conceptul modern de conducere și reglare automată

NECULAI C. ANDREI* — București

1. Conceptul convențional de „SISTEM AUTOMAT” are la bază noțiunea de feedback introdusă de N. Wiener, care la vremea ei s-a dovedit deosebit de valoroasă, permițând o puternică dezvoltare teoretică și practică, creînd ceea ce se numește astăzi „TEORIA SISTEMELOR”. Introducerea noțiunii de legătură inversă s-a făcut pe o idee extrem de elementară, aceea a comparației prin diferență, așa fel încît sistemul automat în accepțiunea lui N. Wiener este ilustrat în figura 1.



Fig. 1

Cu timpul însă, automatica a început să opereze cu structuri din ce în ce mai complexe, ca cele adaptive, optime, instruibile etc., alături de conceptul de conexiune inversă aditivă. Această fuziune dintre complex și elementar a dus în cele din urmă la o frînare a dezvoltării automatice, structura de tipul N. Wiener (fig. 1) dovedindu-și actualmente insuficiența totală [1].

2. Vom adopta în cele ce urmează o altă structură care să surprindă mai bine realitatea într-un context spațiotemporal și care să fie compatibilă cu complexitatea sistemelor actuale. Această structură este ilustrată în figura 2.

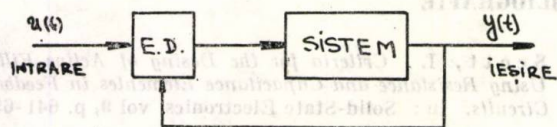


Fig. 2

Să observăm că această structură, pentru prima oară inițiată de prof. C. Penescu, neagă conceptul de feedback clasic de tip aditiv, obligînd după cum se vede la o „reacție de la ieșire la elementul decizional” (notat E.D.). Acest element decizional este foarte larg, el putînd avea orice structură, materializînd

în fond pretențiile noastre actuale de la sistem. Totodată, observăm că toate complicațiile, toate sofisticările conținute în sistem (și existente încă în conceptul lui Wiener), sînt transferate elementului decizional, acesta elaborînd o decizie în conformitate cu cerințele noastre.

Observație extrem de importantă: dacă E.D. este atît de „puternic” sub aspectul generării unei decizii care să satisfacă pretențiile noastre, de ce mai este necesară prezența reacției inverse de la ieșire la elementul decizional?

Să începem prin a observa că atît comanda u , cît și elementul decizional, sînt perfect cunoscute, deoarece sînt „create” de utilizator.

Apar două posibilități:

a. Ori se cunoaște „complet” sistemul și atunci evident se cunoaște „complet” (bine) ieșirea și, în consecință, reacția inversă de la ieșire la E.D. nu are sens, aceasta fiind o primă posibilitatea care este idealizantă, deoarece nu se poate cunoaște „complet” sistemul.

b. Ori se cunoaște „insuficient” sistemul și atunci nu se poate preciza „bine” evoluția ieșirii sale în contextul temporal și deci nu se poate cunoaște evoluția sistemului în ceea ce privește satisfacerea performanțelor impuse; atunci este necesară reacția inversă de la ieșire la E.D., căci aceasta transmite elementului decizional felul cum a evoluat ieșirea.

Se impune în acest punct observația că insuficiența cunoașterii a sistemului este „limitată inferior”, deoarece prin definiție se reclamă o cunoaștere apriorică parțială (nu totală), atît cît este necesar pentru evidențierea cauzalității.

În acest fel am adus o primă justificare a necesității prezenței reacției inverse de la ieșire la elementul decizional, ca fiind: „imposibilitatea cunoașterii totale a sistemului”.

O a doua justificare a prezenței reacției o datorăm întrutotul prezenței neconținute a perturbațiilor care atacă sistemul (fig. 3).

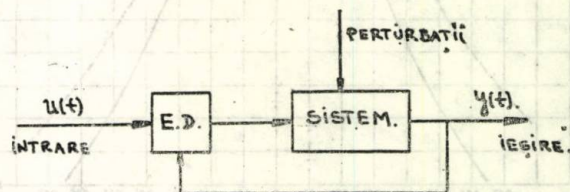


Fig. 3

În prezența perturbațiilor iar sîntem în imposibilitatea de a cunoaște „bine” ieșirea, deoarece fiecare perturbație își creează un canal

* Ing. N.C. Andrei lucrează la Institutul central de conducere și informatică — București.

prin sistem, dînd la ieșire o componentă pe care nu o putem cunoaște pentru a o filtra; în acest fel este necesară din nou reacția inversă de la ieșire la elementul decizional.

Rezumînd prezența reacției inverse de la ieșire la elementul decizional este justificată din două puncte de vedere:

a — insuficiența și imposibilitatea cunoașterii totale a sistemului;

b — prezența neconținută a perturbațiilor care-și creează canale prin sistem, perturbînd ieșirea.

3. Funcționalitatea generală a unui sistem dinamic se caracterizează prin două procese: un proces de acces și un proces de observare, procese care descriu ceea ce se numește factorizarea prin model cauzal a unei tranziții cauzale [2]. Într-o reprezentare topologică, la nivelul spațiului stărilor, aceste procese se evidențiază în figura 4.

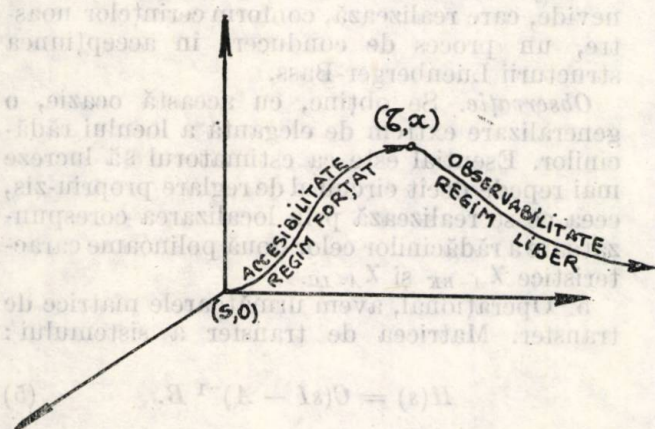


Fig. 4

Prin conceptul de proces de conducere, se înțelege realizarea, sub acțiunea unei variabile (vectoriale) de intrare, a unei tranziții dintr-o stare inițială, la un moment dat inițial, într-o stare finală, la un alt moment de timp impus sau nu. O astfel de definiție, pentru a fi completă, necesită uzitarea a două concepte: accesibilitatea și observabilitatea. Primul concept este necesar pentru a realiza efectiv o tranziție, iar al doilea concept pentru a evidenția efectul procesului de conducere.

Prin conceptul de reglare automată se înțelege actualmente un caz particular de proces de conducere, și anume realizarea readucerii într-o stare de echilibru a unui sistem, dinainte prescris, ori de câte ori el a deviat din această stare. Procesul de conducere devine automat și acesta este dezideratul final atunci cînd sistemul își realizează singur tranziția pe baza unui „proces de interpretare decizională”.

Astfel apar cele două structuri, care descriu esența procesului de conducere, cea clasică și cea modernă, redate în figurile 1 și 3.

4. În cele ce urmează vom explica structura modernă (C. Penescu, fig. 3), care descrie esența unui proces de conducere în sensul precizării elementului decizional, într-un context foarte general.

O structură care se remarcă este structura R. Kalman, complet formală, existentă la nivelul spațiului stărilor, reprezentată în figura 5.

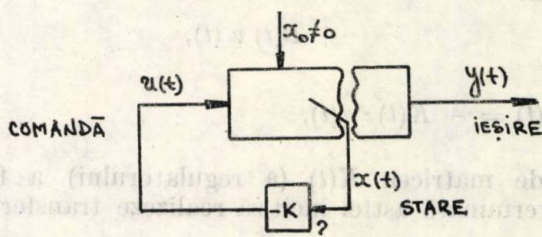


Fig. 5

Impedimentul acestei structuri constă în faptul că este inoperantă. Într-adevăr starea unui sistem este caracteristică modelului matematic și, în consecință, accesul la ea este, din punct de vedere practic, ipotetic, singurele mărimi posibil de a fi măsurate fiind variabilele terminale u și y . Prin introducerea noțiunii de „estimator de stare” de către D. Luenberger și C. Bass a fost posibilă identificarea stărilor interioare ale sistemului.

Structura care surprinde această noțiune și care descrie „complet” procesul de conducere automată este structura Luenberger — Bass, ilustrată în figura 6.

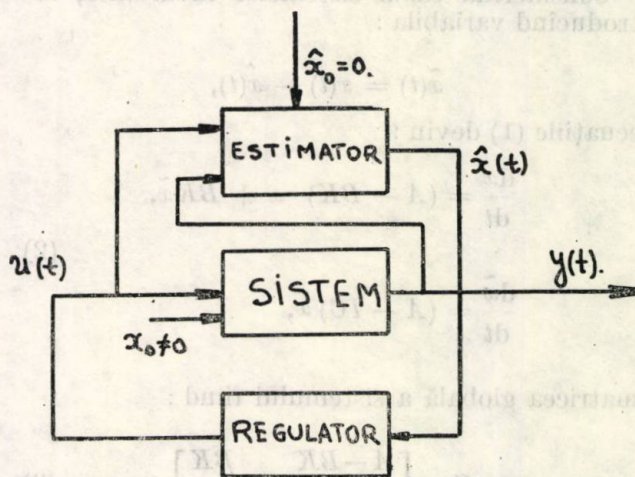


Fig. 6

Ceea ce se remarcă este faptul că intrarea în bucla de reglare nu este starea propriu-zisă a sistemului (ca în structura R. Kalman), ci

starea estimată, ecuațiile care descriu funcționarea ansamblului fiind :

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= A(t) \cdot x + B(t) \cdot u(t), \\ y(t) &= c(t) \cdot x(t), \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A(t) \cdot \hat{x} + L(t) \cdot (y(t) - c(t) \cdot \hat{x}(t)) + \\ &+ B(t) u(t), \end{aligned}$$

$$u(t) = -K(t) \cdot \hat{x}(t),$$

unde matricea $K(t)$ (a regulatorului) a fost determinată astfel încât să realizeze transferul :

$$(t_0, x) \rightarrow (t_1, 0);$$

matricea $L(t)$ (a estimatorului) a fost determinată astfel încât să realizeze transferul :

$$(t_0, 0) \rightarrow (t_2, x \equiv \hat{x}),$$

cu condiția :

$$t_0 < t_2 < t_1.$$

Posibilitatea de determinare a matricelor $K(t)$ și $L(t)$ este implicația directă a complet accesibilității și complet observabilității sistemului considerat [2].

Posibilitatea de construcție a matricelor $K(t)$ și $L(t)$ este implicația directă a teoremei fundamentale a reglării automate și, respectiv, a teoremei fundamentale a estimării [3].

Considerând cazul sistemelor invariante, introducând variabila :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t),$$

ecuațiile (1) devin :

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = (A - BK) \cdot \tilde{x} + BK\tilde{x}, \quad (2)$$

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = (A - LC) \tilde{x},$$

matricea globală a sistemului fiind :

$$G = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \quad (3)$$

care este triunghiulară,

Matricele K și L au fost construite conform teoremelor fundamentale, din precizarea rădăcinilor polinoamelor caracteristice ale matri-

celor $A - BK$ (χ_{A-BK}) și $A - LC$ (χ_{A-LC}), evident cu partea reală strict negativă. Deoarece matricea globală G este triunghiulară, polinomul caracteristic general este :

$$\chi_G = \chi_{A-BK} \cdot \chi_{A-LC}, \quad (4)$$

de unde rezultă că sistemul în ansamblu este asimptotic stabil.

Pretențiile noastre actuale de la sistem pot fi exprimate matematic, printr-o anumită localizare, în planul complex, a rădăcinilor polinomului caracteristic, asociat matricei G , χ_G . Acestei localizări în planul complex, binedefinită conform pretențiilor, îi corespund, conform teoremelor fundamentale, matricele K și L ale regulatorului și estimatorului [5]. Se evidențiază astfel două clase de matrice :

$[K]$ — clasa matricelor regulatorului ;

$[L]$ — clasa matricelor estimatorului,

nevide, care realizează, conform cerințelor noastre, un proces de conducere în accepțiunea structurii Luenberger-Bass.

Observație. Se obține, cu această ocazie, o generalizare extrem de elegantă a locului rădăcinilor. Esențial este ca estimatorul să lucreze mai repede decât circuitul de reglare propriu-zis, ceea ce se realizează prin localizarea corespunzătoare a rădăcinilor celor două polinoame caracteristice χ_{A-BK} și χ_{A-LC} .

5. Operațional, avem următoarele matrice de transfer. Matricea de transfer a sistemului :

$$H(s) = C(sI - A)^{-1} B. \quad (5)$$

Matricea de transfer a estimatorului :

$$E(s) = (sI - A + LC + BK)^{-1} L. \quad (6)$$

Matricea de transfer a regulatorului :

$$R(s) = K(sI - A + LC + BK)^{-1} L. \quad (7)$$

Schema procesului de reglare, definitivă, este cea din figura 7.

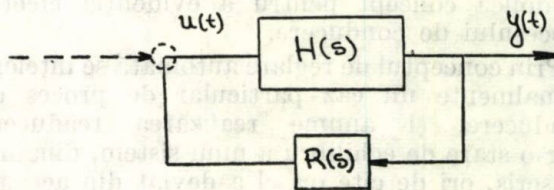


Fig. 7

6. În cele ce urmează vom aborda cazul sistemelor cu o intrare și o ieșire, adică domeniul teoriei reglării automate convenționale, din punct de vedere al teoriei generale a sistemelor,

ocupându-ne în special de construcția matricei regulatorului și estimatorului.

Un rol foarte important în soluționarea acestei probleme îl au formulele canonice asociate sistemului :

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + b \cdot u(t), \quad (8)$$

$$y(t) = c^T \cdot x(t).$$

Într-adevăr prima formă canonică (realizarea standard complet controlabilă), caracterizată de :

$$\dot{\hat{x}}(t) = \hat{A} \cdot \hat{x}(t) + \hat{b} \cdot u(t), \quad (9)$$

$$v(t) = \hat{c}^T \cdot \hat{x}(t),$$

unde :

$\hat{A}$ — $(n \times n)$ — matrice, companion matricial transpus ;

$\hat{b}$ — $(n \times 1)$ — matrice, matrice $(0 \dots 01)^T$;

$\hat{c}^T$ — $(1 \times n)$ — matrice ?

permite scrierea rapidă și comodă a legii de reglare pentru o configurație dorită a rădăcinilor polinomului caracteristic al sistemului închis în planul complex.

Analog, a doua formă canonică (realizarea standard complet observabilă), caracterizată de :

$$\dot{\check{x}}(t) = \check{A} \cdot \check{x}(t) + \check{b} \cdot u(t), \quad (10)$$

$$y(t) = \check{c}^T \cdot \check{x}(t),$$

unde :

$\check{A}$ — $(n \times n)$ — matrice, companion matricial,

$\check{b}$ — $(n \times 1)$ — matrice ?

$\check{c}^T$ — $(1 \times n)$ — matrice $(0 \dots 01)$,

permite obținerea imediată a legii de estimare pentru o dispoziție dorită a rădăcinilor polinomului caracteristic al sistemului închis în planul complex.

Posibilitatea de utilizare a formelor canonice asociate modelului care descrie dinamica (8)

este implicația directă a invarianței polinomului caracteristic, asociat matricei sistemului la orice transformare liniară aplicată acesteia.

În acest context, schema logică care ilustrează construcția matricei regulatorului este cea din figura 8.

Pentru construcția matricei estimatorului, se va adopta o procedură analogă, prezentată de algoritmul din figura 9.

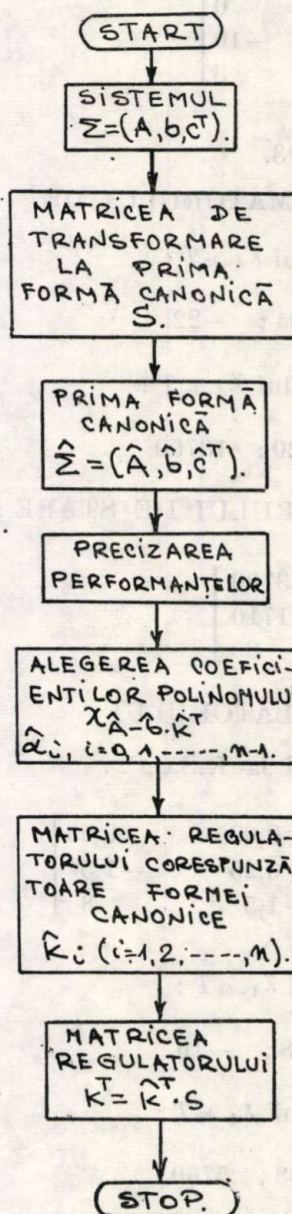


Fig. 8

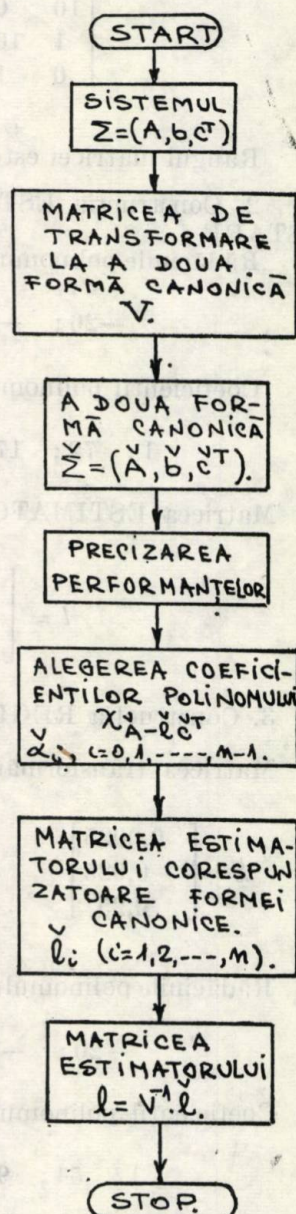


Fig. 9

7. Prezintă în cele ce urmează rezultatele obținute în urma aplicării considerentelor de mai sus, pentru un sistem $\Sigma = (A, b, c^T)$ precizat.

Sistemul considerat :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -10 \\ 0 & 1 & -7 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} 10 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

1. Matricea de ACCESIBILITATE și CONTROLABILITATE

$$\begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 1 & 10 & -10 \\ 0 & 1 & 3 \end{bmatrix}$$

Rangul matricei este 3.

2. Construcția ESTIMATORULUI DE STARE

Rădăcinile polinomului $\chi_{A-lc} T$:

$$-26; -24; -22.$$

Coeficienții polinomului $\chi_{A-lc} T$:

$$1; 72; 1720; 13700.$$

Matricea ESTIMATORULUI DE STARE:

$$l = \begin{bmatrix} 13700 \\ 1710 \\ 65 \end{bmatrix}$$

3. Construcția REGULATORULUI

Matricea transformării la R.S.C.C.:

$$S = \begin{bmatrix} 0,0025 & 0,025 & 0,25 \\ -0,025 & 0,25 & -1,5 \\ 0,25 & -1,5 & 8 \end{bmatrix}$$

Rădăcinile polinomului $\chi_{A-bk} T$:

$$-20; -18; -16.$$

Coeficienții polinomului $\chi_{A-bk} T$:

$$1; 54; 968; 5760.$$

Matricea REGULATORULUI:

$$k = \begin{bmatrix} 2,2 \\ 25 \\ 379 \end{bmatrix}$$

4. Funcția de transfer a REGULATORULUI

$$R(s) = 182 \cdot$$

$$\frac{1 + 0,188 \cdot S + 0,0124 S^2}{1 + 0,133 \cdot S + 0,0027 \cdot S^2 + 0,000023 \cdot S^3}$$

8. Problematika centrală a teoriei clasice a reglării automate a fost abordată pentru prima oară prin optica conceptului pulsațional, optică care s-a dovedit extrem de deficitară mai ales pentru cazul sistemelor cu mai multe intrări; ea însă a fost complet epuizată prin optica modelului formal, adică a noțiunii de sistem, care descrie un proces de tranziție cauzală.

Se evidențiază două clase de matrice $[K]$ și $[L]$ nevide. Menționăm că determinarea legii de reglare:

$$u = K^T \cdot x$$

se face în majoritatea cazurilor optimal, apelându-se la extremizarea unui indice de performanță.

Autorul mulțumește prof. C. Penescu pentru îndrumările date și conf. V. Ionescu pentru discuțiile utile.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Penescu, C. *Conceptele teoriei sistemelor*. In: *Automatica și Electronica*, nr. 3, 1971, p. 100–110.
- [2] Ionescu, V. *Sisteme liniare*. București, 1973.
- [3] Ionescu, V. *Asupra conceptelor de lege de reglare și de estimație în teoria sistemelor liniare*. In: *St. cerc. energ. electr.*, tom 23, nr. 2, 1973, p. 527–551.
- [4] Ionescu, V. *Reprezentarea generală a sistemelor liniare*. In: *Automatica și Electronica*, nr. 2, 1972, p. 41–47.
- [5] Mitter, S.K., Foulkes, R. *Controllability and pole assignment for discrete time linear systems defined over arbitrary fields*. In: *SIAM. j. control*, vol. 9, nr. 1, feb 1971.
- [6] Willems, J.C., Mitter, S.K. *Controllability, observability, pole allocation and state reconstruction*. In: *IEEE trans. A.C.*, AC-16, 1971.

CZ 621.3.076.52

FUNCTII DE TRANSFER
IDENTIFICARE
CALCUL NUMERIC

Determinarea funcției de transfer din caracteristica de frecvență

M. TERTIȘCO și P. STOICA* — București

1. Introducere

În o serie de metode de identificare dinamica procesului este determinată sub forma caracteristicii de frecvență. În automatizarea convențională modelul considerat, cel mai adesea, pentru proces este funcția de transfer. Scopul final al identificării fiind, în general, automatizarea procesului respectiv, apare ca necesară trecerea de la caracteristicile de frecvență determinate experimental la funcția de transfer.

Metodele grafoanalitice cunoscute (dezvoltarea în serie Taylor, utilizarea caracteristicilor Bode etc.) rezolvă această problemă într-un mod imprecis și laborios.

În această lucrare este prezentată o metodă analitică care asigură o bună concordanță în sensul celor mai mici pătrate, între caracteristica de frecvență a modelului și aceea determinată experimental. Precizia cu care este aproximată caracteristica de frecvență reală este repartizată uniform pe tot șirul de pulsații considerate. Metoda este în plus ușor programabilă, timpul necesar efectuării calculului fiind neglijabil. Acest lucru permite aplicarea ei succesivă pentru modele cu structuri diferite, fiind astfel posibilă alegerea celei mai adecvate forme pentru funcția de transfer.

În contextul dezvoltării calculatoarelor, rapiditatea și rezultatele precise ale acestei metode o recomandă ca fiind cea mai indicată atunci când se dorește determinarea funcției de transfer (de structură necunoscută) pentru un proces a cărui caracteristică de frecvență a fost găsită prin identificare.

2. Metoda celor mai mici pătrate ponderate

În cele ce urmează se presupune că procesul este dat prin caracteristica sa de frecvență:

$$Y(j\omega_k) = R_e(\omega_k) + jI_m(\omega_k); k = 0, \dots, p. \quad (1)$$

Modelul cu care se încearcă aproximarea spectrului de frecvențe determinat experimental, are următoarea formă generală:

$$Y_M(s) = \frac{\sum_{k=0}^a A_k s^k}{1 + \sum_{i=1}^b B_i s^i} = \frac{A(s)}{B(s)}; s = j\omega. \quad (2)$$

În metoda celor mai mici pătrate, coeficienții A_k ($k = 0, 1, \dots, a$) și B_i ($i = 1, 2, \dots, b$) se determină astfel încât să se asigure:

$$A_k, B_i \left\{ \sum_{k=0}^p \left| Y(j\omega_k) - \frac{A(j\omega_k)}{B(j\omega_k)} \right|^2 \right\}. \quad (3)$$

O astfel de procedură conduce însă la un sistem neliniar în parametrii funcției de transfer, greu de rezolvat. Această dificultate poate fi depășită prin schimbarea criteriului de eroare. În acest sens se consideră că eroarea dintre caracteristica reală de frecvență și caracteristica modelului este următoarea:

$$E = \sum_{k=0}^p |B(j\omega_k)|^2 e_k^2, \text{ cu } e_k = \left| Y(j\omega_k) - \frac{A(j\omega_k)}{B(j\omega_k)} \right|. \quad (4)$$

Determinarea coeficienților funcției de transfer prin minimizarea erorii (4) apare astfel ca o metodă a celor mai mici pătrate ponderate. Sistemul de ecuații (având necunoscute parametrii sistemului A_k și B_i) care se obține este de data aceasta liniar și poate fi ușor rezolvat. În acest sens se observă că:

$$R_e[B(j\omega_k)] = \sum_{i=0}^{r_1} B_{2i} (-1)^i \omega_k^{2i} B_0 = 1$$

$$I_m[B(j\omega_k)] = \sum_{i=0}^{r_2} B_{2i+1} (-1)^i \omega_k^{2i+1} \quad (5)$$

$$r_1 = \begin{cases} b/2 & b = \text{par} \\ (b-1)/2 & b = \text{impar} \end{cases}$$

$$r_2 = \begin{cases} b/2 - 1 & b = \text{par} \\ (b-1)/2 & b = \text{impar} \end{cases}$$

Într-un mod perfect similar se exprimă realul și imaginarul polinomului de la numărătorul funcției de transfer a modelului:

$$R_e[A(j\omega_k)] = \sum_{i=0}^{r_3} (-1)^i A_{2i} \omega_k^{2i}$$

$$I_m[A(j\omega_k)] = \sum_{i=0}^{r_4} (-1)^i A_{2i+1} \omega_k^{2i+1} \quad (6)$$

$$r_3 = \begin{cases} a/2 & a = \text{par} \\ (a-1)/2 & a = \text{impar} \end{cases}$$

$$r_4 = \begin{cases} a/2 - 1 & a = \text{par} \\ (a-1)/2 & a = \text{impar} \end{cases}$$

* Conf. M. Tertișco și as. P. Stoica lucrează în cadrul I.P.-București

Pentru exprimarea sub formă matricială a sistemului care se obține prin minimizarea, în raport cu parametrii funcției de transfer a criteriului de eroare (4), se fac notațiile următoare :

$$P_x = \sum_{k=0}^p \omega_k^x \quad S_x = \sum_{k=0}^p [R_e(\omega_k) \omega_k^x] \quad (7)$$

$$T_x = \sum_{k=0}^p I_m(\omega_k) \omega_k^x \quad U_x = \sum_{k=0}^p [H_e^2(\omega_k) + I_m^2(\omega_k)] \omega_k^x$$

Folosind mărimile definite anterior, se crează următoarele matrice :

$$V = \begin{bmatrix} \{(-1)^{i+1} U_{2(i+k)}\}_{k_i} & \{0\}_{k_i} & \{(-1)^i S_{2(i+k)}\}_{k_i} & \{(-1)^i T_{2(i+k)+1}\}_{k_i} \\ i = 1, \dots, r_1 & i = 0, \dots, r_2 & i = 0, \dots, r_3 & i = 0, \dots, r_3 \\ k = 1, \dots, r_1 & k = 1, \dots, r_1 & k = 1, \dots, r_1 & k = 1, \dots, r_1 \\ \{0\}_{k_i} & \{(-1)^i U_{2(i+k+1)}\}_{k_i} & \{(-1)^i T_{2(i+k)+1}\}_{k_i} & \{(-1)^{i+1} S_{2(i+k+1)}\}_{k_i} \\ i = 1, \dots, r_1 & i = 0, \dots, r_2 & i = 0, \dots, r_3 & i = 0, \dots, r_4 \\ k = 0, \dots, r_2 & k = 0, \dots, r_2 & k = 0, \dots, r_2 & k = 0, \dots, r_2 \\ \{(-1)^{i+1} S_{2(i+k)}\}_{k_i} & \{(-1)^i T_{2(i+k)+1}\}_{k_i} & \{(-1)^i P_{2(i+k)+1}\}_{k_i} & \{0\}_{k_i} \\ i = 1, \dots, r_1 & i = 0, \dots, r_2 & i = 0, \dots, r_3 & i = 0, \dots, r_4 \\ k = 0, \dots, r_3 & k = 0, \dots, r_3 & k = 0, \dots, r_3 & k = 0, \dots, r_3 \\ \{(-1)^{i+1} T_{2(i+k)+1}\}_{k_i} & \{(-1)^{i+1} S_{2(i+k+1)}\}_{k_i} & \{0\}_{k_i} & \{(-1)^i P_{2(i+k+1)}\}_{k_i} \\ i = 1, \dots, r_1 & i = 0, \dots, r_2 & i = 0, \dots, r_3 & i = 0, \dots, r_4 \\ k = 0, \dots, r_4 & k = 0, \dots, r_4 & k = 0, \dots, r_4 & k = 0, \dots, r_4 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$X = [B_2 \dots B_{2r_1} \mid B_1 \dots B_{2r_2+1} \mid A_0 \dots \dots A_{2r_3} \mid A_1 \dots A_{2r_4+1}]^T; \quad (9)$$

$$W = [U_2 \dots U_{2r_1} \mid \underbrace{0}_{r_2+1} \mid S_0 \dots S_{2r_3} \mid T_1 \dots T_{2r_4+1}]^T. \quad (10)$$

Utilizând notațiile anterioare, vectorul parametrilor rezultă din (11) :

$$VX = W. \quad (11)$$

Acest mod de a proceda implică necesitatea de a cunoaște exact gradul funcției de transfer a procesului (a și b). De cele mai multe ori însă, din informația apriorică asupra procesului se cunosc numai valorile cele mai mari posibile : a_{max} și b_{max} .

Încercînd combinațiile dintre $a \leq a_{max}$ și $b \leq b_{max}$, este posibilă determinarea structurii reale a funcției de transfer, care va conduce la un minimum minimorum al criteriului de eroare (4).

3. Exemplu de aplicare și analiza preciziei

Se consideră un proces avînd următoarea funcție de transfer :

$$Y(s) = \frac{s^2 + 2,5s + 1}{s^3 + 6,2s^2 + 6,2s + 1}, \quad (12)$$

$$S = j\omega, \quad \omega = \{\omega_k\} = \{0,01 \ 0,02 \ 0,05 \ 0,1 \ 0,15 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,7 \ 1 \ 1,5 \ 2 \ 3 \ 5 \ 8\}.$$

Se presupune că din informația apriorică se cunoaște că $a \in [1,3]$ și $b \in [2,4]$. În sensul determinării funcției de transfer (parametrii și structură), aplicarea metodei celor mai mici pătrate ponderate conduce la următoarele rezultate (tabelul 1).

Funcția de transfer calculată, corespunzătoare lui $a = 2$, $b = 3$, pentru care E are un minimum minimorum, este :

$$Y_M(s) = \frac{s^2 + 2,58s + 1,10}{s^3 + 6,27s^2 + 6,62s + 1,11}. \quad (13)$$

Din observarea preciziei cu care au fost determinați coeficienții diferitelor puteri ale lui $S = j\omega$, se deduce faptul că în domeniul pulsațiilor joase diferența dintre model și proces este mai mare decît în domeniile pulsațiilor înalte.

Tabelul 1

a	1	1	1	2	2	2	3	3	3
b	2	3	4	2	3	4	2	3	4
E	$5,75 \cdot 10^{-2}$	$4,75 \cdot 10^{-2}$	$3,72 \cdot 10^{-2}$	$4,72 \cdot 10^{-2}$	$5,16 \cdot 10^{-4}$	$8,14 \cdot 10^{-4}$	$3,65 \cdot 10^{-2}$	$5,35 \cdot 10^{-4}$	$7,25 \cdot 10^{-4}$

Această caracteristică a metodei celor mai mici pătrate ponderate, de a repartiza neuniform eroarea, pe spectrul de frecvențe considerat, este de fapt principalul ei dezavantaj și are următoarele cauze:

a. Considerarea unui spectru larg de pulsații face ca termenii din (8) și (10), corespunzători frecvențelor joase, să fie neglijabili în comparație cu cei corespunzători frecvențelor înalte.

b. Atunci când funcția de transfer are poli în domeniul de pulsații considerate, valoarea lui (4) este determinată în principal de eroarea la frecvențe mari. Deoarece procesele industriale sînt filtre trece-jos, caracteristica de frecvență a acestora este importantă tocmai în zona pulsațiilor mici. Ca atare, metoda celor mai mici pătrate trebuie ameliorată, astfel încît precizia de determinare a modelului să fie repartizată uniform pe întreg spectru de pulsații considerate. Acest lucru este abordat în cele ce urmează.

4. Metoda iterativă a celor mai mici pătrate ponderate

Performanțele metodei celor mai mici pătrate ponderate pot fi îmbunătățite modificînd criteriul de eroare (4) în următorul:

$$E^* = \sum_{k=0}^p \frac{|B(j\omega_k)|_i^2}{|B(j\omega_k)|_{i-1}^2} \epsilon_k^2. \quad (14)$$

În relația anterioară i indică numărul iterației. Dacă se ia $|B(j\omega_k)|_0^2 = 1$ atunci prima iterație a acestei metode conduce la un rezultat identic cu cel obținut folosind metoda celor mai mici pătrate ponderate. Continuînd, convergența este rapid obținută [2]:

$$\frac{|B(j\omega_k)|_i^2}{|B(j\omega_k)|_{i-1}^2} \rightarrow 1 \quad (15)$$

și deci parametrii funcției de transfer astfel determinați satisfac (3). Schimbările în matricele (8) și (10) implicate de această metodă sînt simple de efectuat. Dacă la iterația i , relațiile de definiție (7) sînt modificate ca mai jos:

$$P_x = \sum_{k=0}^p \frac{\omega_k^x}{|B(j\omega_k)|_{i-1}^2}; \quad S_x = \sum_{k=0}^p \frac{R_e(\omega_k)\omega_k^x}{|B(j\omega_k)|_{i-1}^2};$$

$$T_x = \sum_{k=0}^p \frac{I_m(\omega_k)\omega_k^x}{|B(j\omega_k)|_{i-1}^2};$$

$$U_x = \sum_{k=0}^p \frac{[R_e^2(\omega_k) + I_m^2(\omega_k)]\omega_k^x}{|B(j\omega_k)|_{i-1}^2}, \quad (16)$$

atunci matricele V și W se crează, ca și în cazul metodei celor mai mici pătrate ponderate, cu (8) și (10).

Utilizarea lui (16) în locul lui (7) crește neglijabil numărul de operații necesare efectuării unui pas al metodei iterative a celor mai mici pătrate ponderate, însă pe ansamblu timpul de calcul se va mări corespunzător numărului de iterații.

Durata mai mare implicată de această metodă iterativă este însă pe deplin justificată de faptul că modelul obținut prin utilizarea ei aproximează procesul bine pe întreg spectrul de pulsații considerate.

5. Implementarea metodei iterative a celor mai mici pătrate ponderate

Pe baza metodei anterioare a fost scrisă o subrutină în simplă precizie:

IDENTIF (NRIT, IP, IA, IB, VR, VI, OM, X, E, VRC, VIC). Parametrii formali au semnificațiile următoare:

a. Parametri de intrare

- NRIT — numărul de iterații ce se efectuează;
- IP — numărul de pulsații considerate;
- IA — gradul numărătorului funcției de transfer;
- IB — gradul numitorului funcției de transfer;
- VR — tablou monodimensional conținînd partea reală a caracteristicii de frecvență experimentale (IP-elemente);
- VI — tablou monodimensional conținînd partea imaginară a caracteristicii de frecvență experimentale (IP-elemente);
- OM — tablou monodimensional conținînd șirul de pulsații considerate (IP-elemente).

b. Parametri de ieșire

- X — vector de dimensiune $(IA + IB + 1)$ conținînd valorile parametrilor funcției de transfer (19);
- E — valoarea erorii dintre caracteristica de frecvență a modelului și cea experimentală;
- VRC — tablou monodimensional conținînd partea reală a caracteristicii de frecvență a modelului (IP-elemente);
- VIC — tablou monodimensional conținînd partea imaginară a caracteristicii de frecvență a modelului (IP-elemente).

Utilizarea subrutinei pentru diferite valori ale lui IA, IB permite și determinarea structurii reale a funcției de transfer (care conduce la cea mai mică valoare a lui E).

Pentru a putea realiza o comparație a celor două metode descrise anterior, a fost conside-

rat tot procesul (12). De remarcat că valorile parametrilor ce se obțin la primul pas al metodei iterative, a celor mai mici pătrate, sînt aceleași cu cele obținute prin utilizarea primei metodei.

Domeniul de pulsații considerate a fost același ca și în cazul utilizării metodei celor mai mici pătrate.

$$\omega = \{\omega_k\} = \{0,01 \ 0,02 \ 0,05 \ 0,1 \ 0,15 \ 0,2 \ 0,3 \ 0,4 \ 0,5 \ 0,7 \ 1 \ 1,5 \ 2 \ 3 \ 5 \ 8\}. \quad (17)$$

S-a presupus că este cunoscută caracteristica de frecvență a procesului (10) neafectată de perturbații (fig. 1).

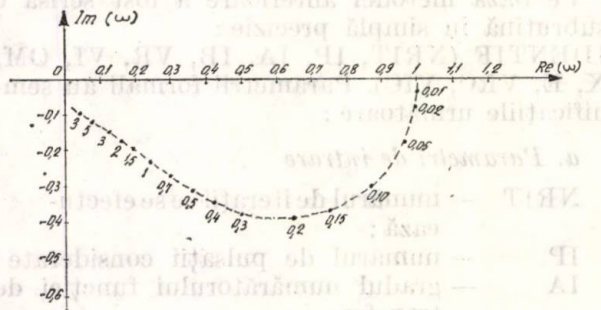


Fig. 1

În aceste condiții, prin utilizarea subrutinei IDENTIF, se obțin rezultatele din tabelul 2. Funcția de transfer, corespunzătoare lui $a = 2$ și $b = 3$, obținută la a doua iterație este următoarea:

$$Y_M(s) = \frac{1,00s^2 + 2,50s + 1,00}{1,00s^3 + 6,20s + 6,19s + 1}. \quad (18)$$

Se remarcă foarte buna precizie și convergență a metodei.

În situațiile discutate pînă acum s-a presupus că procesul este dat prin caracteristica sa de frecvență neafectată de perturbații. În

cele ce urmează metoda iterativă a celor mai mici pătrate ponderea este utilizată într-un caz real de identificare, în care acțiunea perturbațiilor nu mai poate fi neglijată.

6. Utilizarea metodei iterative a celor mai mici pătrate într-un caz real de identificare

În cadrul hidrogenatorului numărul 2 de la Porțile de Fier a fost supus studiului procesul format din canalul de abatere a tensiunii regulatorului. S-a utilizat o metodă de identificare activă semnalul de probă folosit fiind sinusoidal. Domeniul de frecvențe considerat este următorul:

$$f = \{f_k\} = \{0,01 \ 0,03 \ 0,05 \ 0,08 \ 0,10 \ 0,20 \ 0,40 \ 0,60 \ 0,80 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 7 \ 10 \ 12 \ 15 \ 18 \ 20 \ 22 \ 24 \ 26\} \quad (18')$$

După prelucrarea datelor experimentale [1] este obținută caracteristica de frecvență din figura 2. Datorită unor zgomete ale insta-

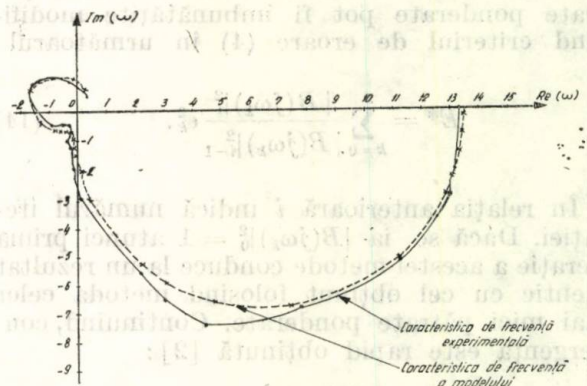


Fig. 2

Tabelul 2

a	b	E									
		i = 1	i = 2	i = 3	i = 4	i = 5	i = 6	i = 7	i = 8	i = 9	i = 10
1	2	$5,75 \cdot 10^{-2}$	$3,5 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$						→
1	3	$4,75 \cdot 10^{-2}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$					→
1	4	$3,72 \cdot 10^{-2}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	10^{-3}					→
2	2	$4,72 \cdot 10^{-2}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$					→
2	3	$5,16 \cdot 10^{-4}$	0								→
2	4	$8,14 \cdot 10^{-4}$	0								→
3	2	$3,65 \cdot 10^{-2}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$8,7 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-4}$	$7,9 \cdot 10^{-4}$					→
3	3	$5,35 \cdot 10^{-4}$	0								→

lației, precum și unor erori de măsurare, hodo-graful din figura 2 este afectat de perturbații. Din informația apriorică despre proces se cunoaște că $a_{\max}=2$ și $b_{\max}=3$. Încercând toate combinațiile dintre $a \in [1,2]$ și $b \in [2,3]$, se obțin rezultatele din tabelul 3 care relevă

frecvent utilizată funcția de transfer. În efectuarea operației de trecere de la caracteristica de frecvență la funcția de transfer, metoda prezentată în această lucrare este superioară altor metode cunoscute, atât prin rapiditate, cât și prin precizie. Modelul (sub forma funcției

Tabelul 3

a	b	E						
		i = 1	i = 2	i = 3	i = 4	i = 5	i = 6	i = 7
1	2	887,63	490,43	30,64	11,62	11,03	11,00	→
1	3	119,96	7,06	7,09				→
2	2	680,51	234,22	17,49	10,35	10,09	10,07	→
2	3	97,13	7,17	7,04				→

faptul că structura optimă a modelului se obține pentru $a = 1$ și $b = 3$. Pentru aceste valori, la a 2-a iterație este obținută următoarea estimatie a funcției de transfer :

$$Y_M(s) = \frac{13,44 - 0,083s}{1 + 0,357s + 0,0006s^2 + 0,00001s^3} \quad (19)$$

Caracteristica de frecvență a modelului este comparată cu aceea obținută experimental în figura 2. Se observă o bună aproximare pe tot spectrul de pulsații considerate.

Concluzii

Multe dintre metodele de identificare conduc la caracteristica de frecvență a procesului studiat. În automatizarea acestuia este însă mai

de transfer) obținut prin utilizarea ei, asigură o bună concordanță cu procesul (în sensul celor mai mici pătrate) pe întreg spectru de pulsații considerate.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Penescu, C., Ionescu, G., Tertîșco, M., Ceangă, F. *Identificarea experimentală a proceselor automatizate*. București. Ed. tehnică, 1971.
- [2] Sanathan, C.K., Koerner, I. *Complex function synthesis as a ratio of two complex polynomials*. In: IEEE Trans. on Automatic control, ACS, Ian. 1963.
- [3] Tertîșco, M., Stoica, P. *Verificarea metodei de identificare cu semnale multifrecvențiale*. Comunicare la simpozionul „Metodici experimentale în identificarea proceselor industriale, București, dec 1973.

CZ 621.373.3

OSCILATOARE
DIODE SEMICONDUCTOARE
MICROUND

Oscilatoare cu diode semiconductoare pentru microunde

ION COSTEA și TEODOR TEBEANU* — București

Lucrarea prezintă probleme de teoria oscilatoarelor cu rezistență negativă la frecvențe foarte înalte. În particular se descrie un circuit realizat cu diodă IMPATT care oscilează în banda X (8–12 GHz).

1. Introducere

Generatoarele de microunde pot fi realizate cu dispozitive semiconductoare. În lucrare se analizează oscilatoarele cu diode semiconductoa-

re neconvenționale (speciale) pentru microunde. Aceste dispozitive au rezistență negativă numai la frecvențe foarte înalte unde pot genera și amplifica oscilații: dioda Gunn (T.E. Transferred Electron), IMPATT (IMPact Avalanche Transit Time), BARITT (BARrier Injection Transit Time) [1].

Teoria din această lucrare este aplicabilă oscilatoarelor cu diode Gunn, IMPATT etc. și poate servi drept ghid în proiectarea lor și interpretarea rezultatelor experimentale.

Autorii au proiectat și experimentat oscilatoare cu dioda IMPATT. În experiențe s-au

* Ing. T. Tebeanu și ing. I. Costea sînt asistenți la I.P. — București.

constatat calitativ fenomene descrise în lucrare. Sint numeroase studiile făcute pentru caracterizarea diodelor semiconductoare speciale, pentru explicarea diverselor fenomene care apar în circuitele care le conțin pentru analiza oscilațiilor, amplificatoarelor sau altor circuite.

Teoria clasică a lui Van der Pol [2, 3, 4, 5] a permis abordarea circuitelor generatoare de oscilații cu dispozitive speciale cu proprietăți neliniare, parametrice și cu fenomene de histeresis. O contribuție esențială în teoretizarea problemelor legate de circuite a avut-o K. Kurokawa [3,5], L. Gustafsson, G.H. Bertil Hansson, K. Lundström [6,7,8], Y. Takayama [9, 10], Kuno [4] și alții. În cursul acestei lucrări vom folosi notațiile următoare:

c — o mărime electrică (curent, tensiune);
 c_x — mărimea electrică complementară tensiune, curent;

I — o imitanță definită astfel:

$$I = \frac{C^x}{C} = \frac{C^x}{C} \in^{j \cdot (\varphi_c^x - \varphi_c)}, \quad (1.1)$$

unde $\underline{C}$, $\underline{C}^x$ sint reprezentările în complex simplificat ale mărimilor cosinusoidale $c, c^x(C, \varphi_c^x, \varphi_c)$ sint amplitudinile și fazele inițiale ale mărimilor c^x, c . Prin specificarea mărimilor c^x, c și I rezultă un anume model, fie cel considerat cu conductanță negativă, fie cel cu rezistență negativă (fig. 1a și b).

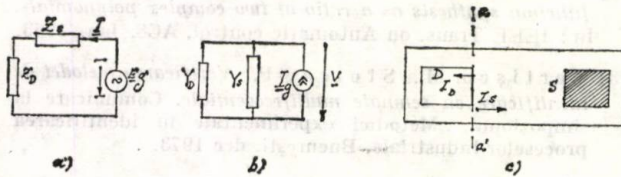


Fig. 1a — schema de principiu a oscilatorului de microunde în reprezentarea cu impedanțe; 1b — schema de principiu a oscilatorului de microunde în reprezentarea cu admitanțe; 1c — reprezentarea generală a unui oscilator cu dispozitiv semiconductor de microunde.

2. Oscilatorul liber

Convenim să înțelegem prin oscilator liber, oscilatorul nesincronizat și fără zgomot. Considerăm circuitul de microunde reprezentat în figura 1c. Cavitățile în care se găsește dispozitivul D este de tip cilindric (coaxială, cilindrică, paralelipipedică) etc.

Cuplajul cu sarcina S poate fi făcut în diverse moduri. În desen nu s-a reprezentat modul de polarizare a dispozitivului, neglijându-se efectele legate de oscilațiile de joasă frecvență datorate acestui circuit; de asemenea, se presupune că polarizarea se aplică dispozitivului printr-un filtru trece-jos ideal, deci nu au loc pierderi de radiofrecvență în acest circuit.

În figura 1c nu s-au reprezentat posibilitățile de acord brut sau fin, ele putând consta din

șuruburi care pătrund în cavitate, pistoane care glisează în cavitate modificându-i dimensiunile geometrice, fante cu suprafețe variabile etc. Notăm cu I_D imitanța complexă a dispozitivului și cu I_S , imitanța văzută de dispozitiv în planul de referință aa' .

În acest mod se separă imitanța neliniară și activă I_D în stînga planului aa' , și imitanța liniară și pasivă I_S în dreapta acestui plan. Determinarea funcției de transfer pasive și liniare printr-o rutină de calcul permite aflarea mărimilor electrice aferente dispozitivului și calculul mărimilor electrice corespunzătoare sarcinii.

Considerăm imitanțele I_D și I_S legate corespunzător [serie pentru impedanțe (fig. 1a), respectiv paralel pentru admitanțe (fig. 1b)] și $\underline{C}$, mărimea electrică comună (curent, tensiune în cazul reprezentării cu impedanțe respectiv admitanțe). În cazul oscilatorului liber se poate scrie:

$$I_S + I_D = 0. \quad (2.1)$$

Mărimile complexe I_D, I_S sint de forma:

$$I_D = -\psi_D + j\chi_D, \quad \psi_D > 0; \quad (2.2)$$

$$I_S = \psi_S + j\chi_S \quad (2.3)$$

și depind de frecvența unghiulară ω și de amplitudinea C a semnalului generat:

$$I_D = I_D(\omega, C); \quad (2.4)$$

$$I_S = I_S(\omega).$$

Ținînd seamă de relațiile (2.2), (2.3), (2.4), relația (2.1.) devine:

$$\psi_S(\omega) + j\chi_S(\omega) - \psi_D(\omega, C) + j\chi_D(\omega, C) = 0. \quad (2.5)$$

Condițiile de oscilație în punctul (ω_0, C_0) sint:

$$\psi_S(\omega_0) - \psi_D(\omega_0, C_0) = 0; \quad (2.6)$$

$$\chi_S(\omega_0) + \chi_D(\omega_0, C_0) = 0.$$

3. Stabilirea oscilatorului liber

În general mărimea electrică c este de forma:

$$c = C(t) \cos(\omega t + \varphi_c(t)), \quad (3.1)$$

unde $C(t)$, $\varphi_c(t)$ sint funcții lent variabile în timp (3.4.). Dacă amplitudinea și faza sint funcții de timp, atunci:

$$\begin{aligned} \frac{dc}{dt} = \frac{dC(t)}{dt} \cos(\omega t + \varphi_c(t)) - C(t) \left(\omega + \frac{d\varphi_c(t)}{dt} \right) \sin(\omega t + \varphi_c(t)) = \text{Real} \left\{ C(t) \left[j \left(\omega + \frac{d\varphi_c(t)}{dt} \right) - j \frac{1}{C} \frac{dC(t)}{dt} \right] \in^{j(\omega t + \varphi_c(t))} \right\}. \quad (3.2.) \end{aligned}$$

Deci, derivarea unei mărimi temporale înseamnă multiplicarea reprezentării în complex: $C(t) \exp(j(\omega t + \varphi_c(t)))$, cu operatorul complex $j\Omega$, unde:

$$\Omega = \omega + \frac{d\varphi_c(t)}{dt} - j \frac{d \ln C(t)}{dt}. \quad (3.3.)$$

În acest caz, deoarece:

$$\frac{d\varphi_c(t)}{dt} \ll \omega; \quad \frac{d \ln C(t)}{dt} \ll \omega, \quad (3.4.)$$

conform ipotezei inițiale, rezultă, prin dezvoltarea în jurul frecvenței ω a imitanței $I_s(\Omega)$:

$$I_s(\Omega) = I_s(\omega) + \left[\frac{d\varphi_c(t)}{dt} - j \frac{d \ln C(t)}{dt} \right] \frac{dI_s}{d\Omega} \Big|_{\Omega=\omega} + \dots \quad (3.5.)$$

Conform relației (3.4.), putem scrie:

$$\frac{dI_s}{d\Omega} \Big|_{\Omega=\omega} \simeq \frac{dI_s(\omega)}{d\omega}. \quad (3.6.)$$

Considerăm că imitanța dispozitivului nu variază cu frecvența:

$$I_D(\omega, C) \simeq I_D(C). \quad (3.7.)$$

Relația (3.7) este valabilă pentru domenii restrinse ale frecvenței (în jurul frecvenței de lucru). În acest caz relația (2.5.) devine:

$$\psi_s(\omega) + j\chi_s(\omega) + [\psi'_s(\omega) + j\chi'_s(\omega)] \left[\frac{d\varphi_c}{dt} - j \frac{d \ln C}{dt} \right] - \psi_D(C) + j\chi_D(C) = 0, \quad (3.8.)$$

unde am reținut numai primii doi termeni din dezvoltarea în serie Taylor. Separind părțile reale și imaginare, relația (3.8) devine:

$$\psi_s(\omega) - \psi_D(C) + \psi'_s(\omega) \frac{d\varphi_c}{dt} + \chi'_s(\omega) \frac{d \ln C}{dt} = 0; \quad (3.9.)$$

$$\chi_s(\omega) + \chi_D(C) + \chi'_s(\omega) \frac{d\varphi_c}{dt} - \psi'_s(\omega) \frac{d \ln C}{dt} = 0.$$

Considerăm niște variații pozitive ale amplitudinii (ΔC) și fazei ($\Delta \varphi_c$) mărimii electrice c ;

$$C = C_0 + \Delta C; \quad (3.10.)$$

$$\varphi_c = \varphi_{c_0} + \Delta \varphi_c,$$

unde:

$$\Delta C \ll C_0, \quad \Delta \varphi_c \ll \varphi_{c_0}.$$

Vom studia cu ajutorul ecuațiilor (3.9) dacă aceste variații (ΔC , $\Delta \varphi_c$) cresc sau scad în timp, ceea ce definește caracterul instabil, respectiv stabil al oscilatorului. Dezvoltînd în serie partea reală și imaginară a imitanței dispozitivului în jurul lui C_0 și φ_{c_0} respectiv, se obține:

$$\psi_D(C) = \psi_D(C_0) + \Delta C \frac{d\psi_D}{dC}(C_0) + \dots; \quad (3.11.)$$

$$\chi_D(C) = \chi_D(C_0) + \Delta C \frac{d\chi_D}{dC}(C_0) + \dots$$

Dacă se înlocuiesc relațiile (3.11.) în (3.9) și se ține seama de (2.6.), rezultă în punctul (ω_0, C_0) :

$$-\Delta C \frac{d\psi_D}{dC}(C_0) + \frac{d\psi_s}{d\omega}(\omega_0) \cdot \frac{d\Delta \varphi_c}{dt} + \frac{d\chi_s}{d\omega}(\omega_0) \frac{1}{C_0} \frac{d\Delta C}{dt} = 0; \quad (3.12.)$$

$$\Delta C \frac{d\chi_D}{dC}(C_0) + \frac{d\chi_s}{d\omega}(\omega_0) \cdot \frac{d\Delta \varphi_c}{dt} - \frac{d\psi_s}{d\omega}(\omega_0) \frac{1}{C_0} \frac{d\Delta C}{dt} = 0.$$

Eliminînd $\frac{d\Delta \varphi_c}{dt}$, se obține:

$$\frac{d\Delta C}{dt} = \frac{C_0 \Delta C}{|I'_s(\omega_0)|^2} \left[\frac{d\chi_s}{d\omega}(\omega_0) \cdot \frac{d\psi_D}{dC}(C_0) + \frac{d\psi_s}{d\omega}(\omega_0) \cdot \frac{d\chi_D}{dC}(C_0) \right], \quad (3.13)$$

Pentru stabilitatea oscilatorului este necesar ca ΔC să scadă în timp:

$$\frac{d\chi_s}{d\omega}(\omega_0) \cdot \frac{d\psi_D}{dC}(C_0) + \frac{d\psi_s}{d\omega}(\omega_0) \cdot \frac{d\chi_D}{dC}(C_0) < 0; \quad (3.14)$$

$$\frac{d\psi_s}{d\omega}(\omega_0) \cdot \frac{d\psi_D}{dC}(C_0) \left[\frac{\frac{d\chi_s}{d\omega}(\omega_0)}{\frac{d\psi_s}{d\omega}(\omega_0)} - \frac{\frac{d\chi_D}{dC}(C_0)}{\frac{d(-\psi_D)}{dC}(C_0)} \right] < 0$$

Notăm:

$$\frac{d\chi_s}{d\omega}(\omega_0) \frac{d\chi_D}{dC}(C_0) = \operatorname{tg} \theta_s; \quad \frac{d\psi_s}{d\omega}(\omega_0) \frac{d(-\psi_D)}{dC}(C_0) = \operatorname{tg} \theta_D \quad (3.15)$$

tangentele unghiurilor făcute de hodografele I_D și I_S cu axa reală în punctul (ω_0, C_0) :

$$\frac{d\psi_s}{d\omega}(\omega_0) \cdot \frac{d\psi_D}{dc}(C_0) \cdot (\operatorname{tg} \theta_s - \operatorname{tg} \theta_D) < 0. \quad (3.16)$$

În lucrările [3] și [5] sînt reprezentate alurile curbelor $I_D(C)$ și $I_S(\omega)$ (considerate impedențe în aceste lucrări) date de analiza asistată de calculator la semnal mare a dispozitivelor active (dioda IMPATT) și prin măsurători asupra circuitului pasiv; în figura 2 se dă o interpretare grafică a condiției de stabilitate (3.16).

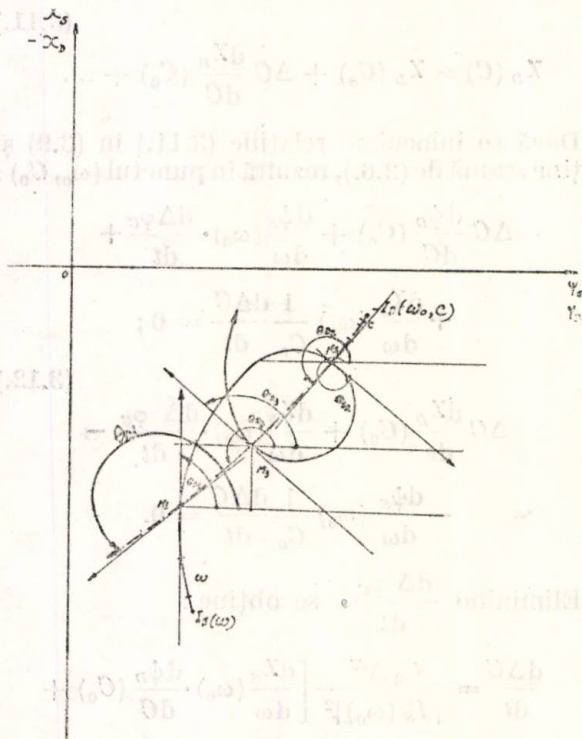


Fig. 2. Reprezentarea grafică a condițiilor de stabilitate 3.16

Săgețile de pe curbele $I_D(C)$ și $I_S(\omega)$ reprezintă sensul de creștere a amplitudinii mărimii c și respectiv a frecvenței; de altfel aceste curbe pot fi marcate, atât în frecvențe, cât și în amplitudini, intersecțiile lor fiind perechi de valori măsurabile (ω_0, C_0) .

Analizînd stabilitatea în punctele M_1, M_2, M_3 (tabelul 1), rezultă că: M_1 și M_3 sînt stabile, iar M_2 este un punct instabil de funcționare. Relația

Tabelul 1

	M_1	M_2	M_3
$\frac{d\psi_s}{d\omega}$	+	+	-
$\frac{d\psi_D}{dc}$	-	-	-
$\operatorname{tg} \theta_s - \operatorname{tg} \theta_D$	+	-	-
STABIL ?	DA	NU	DA

de stabilitate se modifică în cazul în care imitanța dispozitivului depinde de amplitudine și frecvență. Se consideră variațiile pozitive $\Delta C, \Delta \varphi_C$ ale mărimilor C, φ_C cu condiția: $\Delta C \ll C_0, \Delta \varphi_C \ll \varphi_{C0}$ și, se dezvoltă în serie Taylor ψ_D, χ_D în punctul (ω_0, C_0) :

$$\begin{aligned} \psi_D(\omega, C) &= \psi_D(\omega_0, C_0) + \Delta C \cdot \frac{\partial \psi_D}{\partial C}(\omega_0, C_0) + \\ &+ \left(\frac{d\varphi_C}{dt} - j \frac{d\ln C}{dt} \right) \frac{\partial \varphi_D}{\partial \omega}(\omega_0, C_0) + \dots \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} \chi_D(\omega, C) &= \chi_D(\omega_0, C_0) + \Delta C \cdot \frac{\partial \chi_D}{\partial C}(\omega_0, C_0) + \\ &+ \left(\frac{d\varphi_C}{dt} - j \frac{d\ln C}{dt} \right) \frac{\partial \chi_D}{\partial \omega}(\omega_0, C_0) + \dots \end{aligned}$$

Procedînd similar cu deducerea relației de stabilitate (3.15), se obține:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta \varphi_C}{dt} \left(\frac{d\psi_s}{d\omega} - \frac{\partial \psi_D}{\partial \omega} \right) + \frac{1}{C_0} \frac{d\Delta C}{dt} \left(\chi_{Ds} + \frac{\partial \chi_D}{\partial \omega} \right) &= \\ &= \Delta C \frac{\partial \psi_D}{\partial C}; \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta \varphi_C}{dt} \left(\frac{d\chi_s}{d\omega} + \frac{\partial \chi_D}{\partial \omega} \right) + \frac{1}{C_0} \frac{d\Delta C}{dt} \left(\frac{\partial \varphi_D}{\partial \omega} - \frac{\partial \psi_s}{\partial \omega} \right) &= \\ &= -\Delta C \cdot \frac{\partial \chi_D}{\partial C}. \end{aligned}$$

Eliminînd $\frac{d\Delta \varphi_C}{dt}$ și introducînd notațiile:

$$\psi_T = \psi_s - \psi_D; \quad (3.19)$$

$$\chi_T = \chi_s + \chi_D,$$

se găsește:

$$\frac{1}{C_0} \frac{d\Delta C}{dt} \frac{1}{\Delta C} = \frac{\frac{\partial \psi_D}{\partial C} \cdot \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} + \frac{\partial \chi_D}{\partial C} \cdot \frac{\partial \psi_T}{\partial \omega}}{\left(\frac{\partial \psi_T}{\partial \omega} \right)^2 + \left(\frac{\partial \chi_D}{\partial \omega} \right)^2}. \quad (3.20)$$

De aici rezultă condiția de stabilitate:

$$\frac{\partial \psi_D}{\partial C} \cdot \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} + \frac{\partial \chi_D}{\partial C} \cdot \frac{\partial \psi_T}{\partial \omega} \leq 0. \quad (3.21)$$

În spațiul $[\psi_s, \chi_s, \omega]$ [11] imitanța circuitului $I_S(\omega)$ reprezintă o curbă strîmbă cu vectorul de poziție:

$$\bar{r} = \bar{r}(\psi_s(\omega), \chi_s(\omega), \omega) = \bar{r}(\omega), \quad (3.22)$$

iar imitanța diodei $I_D(\omega, c)$ exprimată sub forma :

$$F = F(\psi_D(\omega, C), [-X_D(\omega, C)], \omega) = 0 \quad (3.23)$$

reprezintă o suprafață în spațiul $[\psi_D, (-X_D), \omega]$.

Intersecția curbei $\bar{r}$ cu suprafața F reprezintă punctele posibile care definesc frecvența și amplitudinea oscilațiilor (fig. 3).

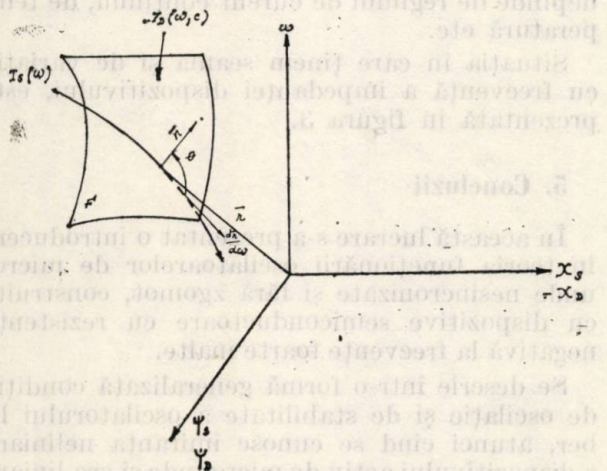


Fig. 3. Reprezentarea imitanțelor $I_S(\omega)$ și $I_D(\omega, C)$ în spațiul X_S, ψ_S, ω .

Stabilitatea oscilațiilor este dată de condiția (3.21). Condiția unei stabilități bune și unui zgomot redus este dată de valoarea cât mai apropiată de 0° a unghiului θ între normala la suprafață și tangentă la curba strîmbă :

$$\cos \theta = \frac{\frac{d\bar{r}}{d\omega} \cdot \nabla F}{\left| \frac{d\bar{r}}{d\omega} \right| \cdot |\nabla F|} \quad (3.24)$$

4. Amorsarea oscilațiilor [3]

Considerăm modelul de oscilator din figura 1a, unde sarcina este un circuit oscilant serie :

$$I_S(\omega) = Z_S(\omega) = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right) \quad (4.1)$$

În această relație R reprezintă rezistența serie totală din circuit văzută de dispozitiv, incluzînd rezistența de pierderi din cavitate și rezistența de sarcină, iar L și C_1 , inductanța, respectiv capacitatea circuitului rezonant serie echivalent.

De asemenea, dispozitivul are impedanța $Z_D(\omega, A)$:

$$Z_D(\omega, A) = -R_D(\omega, A) + jX_D(\omega, A), \quad (4.2)$$

unde A este amplitudinea curentului de radiofrecvență ce trece prin dispozitiv, R_D fiind rezistența dispozitivului la frecvențe foarte înalte ($R_D > 0$), iar X_D , reactanța acestuia.

În vecinătatea pulsației de rezonanță $\omega_a^2 = \frac{1}{LC}$ relația (5.1) poate fi scrisă astfel :

$$Z_S(\omega) = R + j\omega L \left(1 - \frac{\omega_a^2}{\omega^2} \right) \simeq R + 2jL(\omega - \omega_a). \quad (4.3)$$

Condițiile de oscilație (2.6) devin :

$$\begin{aligned} R - R_D(\omega_0, A_0) &= 0; \\ 2L(\omega_0 - \omega_a) + X_D(\omega_0, A_0) &= 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Amorsarea oscilațiilor constituie regimul tranzitoriu al oscilatorului. Pentru a studia acest regim folosim variabila operațională complexă :

$$s = \sigma + j\omega = j(\omega - j\sigma),$$

unde apare frecvența complexă $\omega - j\sigma$.

Deoarece mărimea complexă $\exp(\sigma + j\omega)t$ corespunde în timp mărimii $e^{\sigma t} \cos \omega t$ (sau $e^{\sigma t} \sin \omega t$), rezultă că $\sigma > 0$ conduce la creșterea în timp a variațiilor mărimilor electrice din circuit, iar $\sigma < 0$ conduce la o scădere a acestora.

Introducînd frecvența complexă $\omega - j\sigma$ în relația (4.3), rezultă :

$$Z_S(\omega) = R + 2\sigma L + 2jL(\omega - \omega_a). \quad (4.5)$$

Deoarece lucrăm în apropierea rezonanței, putem neglija variația lui Z_D cu pulsația.

Pentru $\sigma = 0$ se obține situația stabilă, intersecția hodografelor $Z_S(\omega)$, $-Z_D(A)$ dînd punctul de funcționare $M_0(\omega_0, A_0)$ reprezentat analitic de ecuațiile (4.4). Se observă că partea reală a impedanței $Z_S(\omega)$ depinde de σ . Dreapta $Z_S(\omega) | \sigma = 0$, împarte planul în două regiuni corespunzătoare semnului lui σ . Hodograful lui $Z_S(\omega)$ pentru frecvența complexă $(\omega - j\sigma)$ este (4.5), în jurul frecvenței ω_a , o familie de drepte paralele cu axa reală pentru $\omega = ct.$, sau o familie de drepte paralele cu axa imaginară pentru $\sigma = ct.$ (fig. 4).

Deoarece $Z_S(\omega)$ reprezintă impedanța părții liniare a circuitului, marcajele de frecvență sînt egal distanțate; hodograful $Z_D(A)$ este marcat inegal în amplitudini ale curentului de radiofrecvență. La conectarea sursei de alimentare, curentul de radiofrecvență este foarte mic (apare o perturbație sau zgomotul dispozitivului), deci intersecția hodografelor are loc în semiplanul corespunzător cazului $\sigma > 0$.

Din această cauză, curentul de radiofrecvență A crește pînă în punctul $M_0(\omega_0, A_0)$ care reprezintă un punct stabil de funcționare.

Într-adevăr dacă A crește în continuare, intersecția hodografelor $Z_s(\omega)$ și $-Z_D(\omega)$ s-ar deplasa în semiplanul corespunzător cazului $\sigma < 0$, deci A ar scădea, ajungând din nou în M_0 .

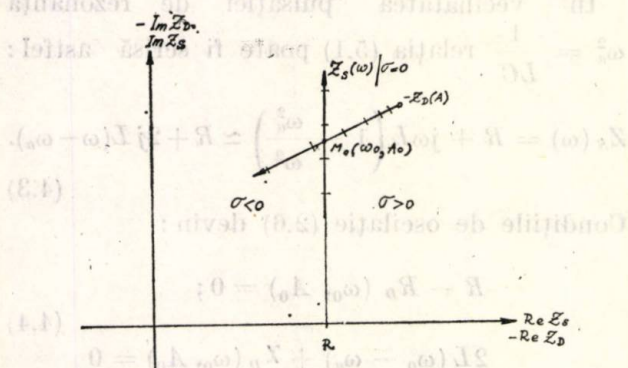


Fig. 4. Reprezentarea impedanțelor $Z_D(A)$ și $Z_s(\omega)$ în planul complex.

În realitate, fenomenele sînt mai complicate. Din cauza fenomenelor determinate de reglajele frecvenței, puterii, hodograful $Z_s(\omega)$ prezintă bucle în planul complex (fig. 5). Cu ajutorul relației (3.15) se arată că punctele M_1 și M_3 sînt stabile, iar M_2 este instabil (fig. 5).

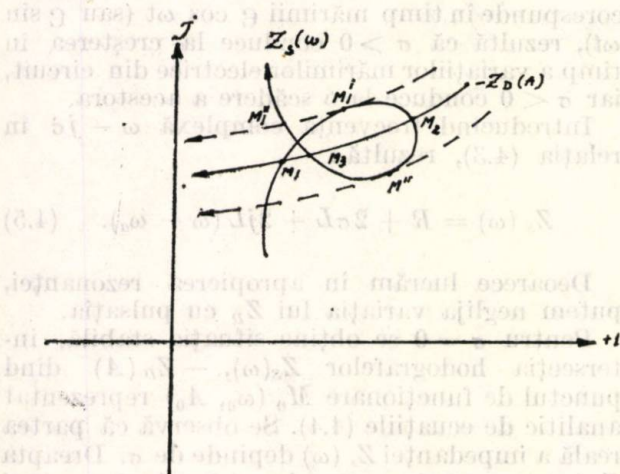


Fig. 5. Explicarea apariției salturilor de putere și frecvență, precum și a fenomenelor de histerezis în timpul acordului.

Punctele stabile de funcționare se pot schimba cu ajutorul elementelor de acord. În figura 5 este redesenată situația din figura 2, folosind reprezentările cu impedanțe.

Presupunem că în timpul reglajului se modifică partea reactivă a impedanței $Z_s(\omega)$, deci are loc o deplasare relativă unul față de celălalt a celor două hodografe, astfel că hodograful $-Z_D(A)$ ajunge tangent la Z_s în poziția superioară. Dacă punctul de funcționare se găsea în M_1 el va ajunge astfel în M_1' . În continuare, dacă reglajul se face în același sens, intersecția hodografelor este punctul M_1'' ; inversînd sensul reglajului, se ajunge în M_3 . Dacă inițial oscila-

torul lucrează în punctul M_3 prin intermediul reglajului se ajunge în punctul M_1 prin M'' .

Deoarece punctei M_1 și M_3 corespund unor amplitudini diferite ale curentului de radio-frecvență și la frecvențe diferite, în timpul acestor reglaje se observă salturi de putere și frecvență și fenomene de histerezis în variația acestor mărimi.

Fenomenele descrise anterior pot avea loc și dacă variază reactanța dispozitivului care depinde de regimul de curent continuu, de temperatură etc.

Situația în care ținem seamă și de variația cu frecvență a impedanței dispozitivului, este prezentată în figura 3.

5. Concluzii

În această lucrare s-a prezentat o introducere în teoria funcționării oscilatoarelor de microunde nesincronizate și fără zgomot, construite cu dispozitive semiconductoare cu rezistență negativă la frecvențe foarte înalte.

Se descrie într-o formă generalizată condiția de oscilație și de stabilitate a oscilatorului liber, atunci cînd se cunosc imitanța neliniară a dispozitivului activ de microunde și cea liniară a circuitului.

Diodele semiconductoare generatoare sau amplificatoare de microunde prezintă interes în construcția radiolocatoarelor de mică putere, a echipamentelor din telecomunicații, în fizică, chimie etc.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Dascălu, D. *Injectia unipolară în dispozitive electronice semiconductoare*. București, Ed. Academiei, 1972.
- [2] Van der Pol. In: Proc. IRE, 22, 1934, p. 1051–1085.
- [3] Kurokawa, K. Proceedings of the IEEE 61, nr. 10, 1973, p. 1386–1410.
- [4] Kuno, H. In: IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, MTT-21, nr. 11, 1973, p. 694–702.
- [5] Kurokawa, K. In: The Bell System Technical Journal 48, nr. 6, 1969.
- [6] Gustafsson, B., Hanson, B., Lundström, I. In: IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, MTT-20, nr. 6, 1972.
- [7] Hansson, B., Lundström, I., In: IEEE, Trans. on Microwave Theory and Technique, MTT-20, nr. 10, 1972.
- [8] Hansson, B. In: IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, MTT-21, nr. 11, 1973.
- [9] Takayama, Y. In: IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, MTT-20, nr. 4, 1972, p. 266–272.
- [10] Takayama, Y. In: IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, MTT-20, nr. 9, 1972, p. 591–595.
- [11] Polard, R.D. *The design of BARITT oscillators based on large signal measurements*. 4th Microwave Conference, Montreux, 1974.

NOTE

AJUSTAREA REZISTOARELOR PELICULARE CU AJUTORUL FASCICULULUI LASER

Rezistoarele peliculare sînt realizate fie prin tehnologia straturilor subțiri, adică prin depunere în vid, fie prin tehnologia straturilor groase care constă, în principiu, în tipărirea configurației dorite prin metoda serigrafică, urmată de arderea în cuptoare [1]. Deoarece ambele tehnologii permit obținerea rezistoarelor cu o toleranță variind între 5 și 25%, de cele mai multe ori este necesară o etapă tehnologică suplimentară, pentru ajustarea cu o precizie mai mare a rezistenței la valoarea dorită.

În prezent, există o mare varietate de metode de ajustare: cu fascicul de pulbere abraziv, cu impulsuri electrice, prin anodizare, prin tratament termic controlat, prin pulverizare în radiofrecvență, cu fascicul laser etc.

În ultimii zece ani, ajustarea rezistoarelor peliculare utilizînd fasciculul laser a cunoscut o extindere din ce în ce mai mare, permițînd obținerea simultană a unor precizii și viteze de lucru de neatinse prin nici una din celelalte metode. În principiu, ajustarea cu laserul se bazează pe îndepărtarea prin vaporizare a materialului rezistiv din anumite regiuni, ceea ce determină creșterea valorii globale a rezistenței reglate.

Din marea varietate de tipuri de laseri existenți în prezent cel mai utilizat pentru ajustare este laserul de tip YAG (cristal de YAG—Yttrium Aluminium Garnet—dopat cu Neodym), lucrînd în modul Q-switched și cu pompaj continuu, folosind lămpi cu halogen [2]. Această se datorează, în primul rînd, lungimii de undă mici a sistemelor de tip YAG care este de $1,06 \mu\text{m}$, comparativ cu $10,6 \mu\text{m}$ pentru laserul cu CO_2 , ceea ce permite obținerea unui spot cu diametru foarte mic și deci a unor tăieturi foarte fine, cu margini de bună calitate. În al doilea rînd, pentru obținerea unei vaporizări locale rapide în condițiile unor influențe minime asupra substratului, este util să se folosească pulsuri de putere foarte ridicate și de durată foarte scurtă; modul de lucru în sistemul Q-switched permite reducerea duratei pulsului laser, care este de ordinul microsecundelor pentru o funcționare în impulsuri normală, la nanosecunde. Ca urmare, valoarea puterii pe durata impulsului crește cu cîteva ordine de mărime. În sfîrșit, energia necesară pentru obținerea tranziției laser poate fi pompată fie continuu, fie în impulsuri, pompajul în impulsuri permițînd obținerea unor puteri mult mai mari pe durata pulsului (10 MW pentru pulsuri de 10–20 ns). Deoarece pentru ajustare un asemenea nivel de putere nu este necesar, se preferă pompajul continuu, înălțurîndu-se totodată unele complicații care ar apare în cazul pompajului în impulsuri (perturbarea aparatelor de măsură, fiabilitate etc.).

Pentru ilustrarea ajustării cu fascicul laser, în figura 1 este prezentat un sistem de ajustare complet automatizat echipat cu un laser de tip YAG, putînd să producă pulsuri cu o frecvență de repetiție între 0,1 și 50 kHz, durata între 50 și 200 ns și o putere în puls de cîteva kilowatti [3].

Deși în principiu ajustarea cu fascicul laser pare foarte simplă, experiența acumulată în ultimii ani a demonstrat necesitatea punerii la punct a procesului în cele mai mici detalii, în caz contrar rezistența ajustată devenind instabilă în timp și cu temperatura [4, 5]. Într-adevăr, stabilitatea rezistenței ajustate depinde nu numai de compoziția materialului rezistiv și deci de comportarea sa intrinsecă, ci în mare măsură de parametrii fascicului laser. Astfel, dacă în timpul ajustării se degajă o cantitate de căldură prea mare, temperatura din regiunile aflate în vecinătatea tăieturii crește cu cîteva sute de grade peste temperatura rezistenței: răcirea care urmează poate da naștere unor microfisuri, care evoluează în timp determinînd instabilitatea rezistenței. Pe de altă parte,

dacă valoarea pulsului de putere este prea mică, nu se mai produce vaporizarea completă a materialului rezistiv și deci apar resturi de material nevaporizat în tăietura laser, ceea ce are drept efect creșterea puterii disipate în această zonă, conducînd de asemenea la instabilitate.

În consecință, pentru a realiza ajustarea rezistoarelor peliculare cu ajutorul fascicului laser în condițiile unei bune comportări în timp și cu temperatura a acestora, se impune optimizarea principalilor parametri ai laserului, în special densitatea de energie, definită ca raportul dintre puterea medie a laserului și viteza de ajustare, precum și frecvența de repetiție.

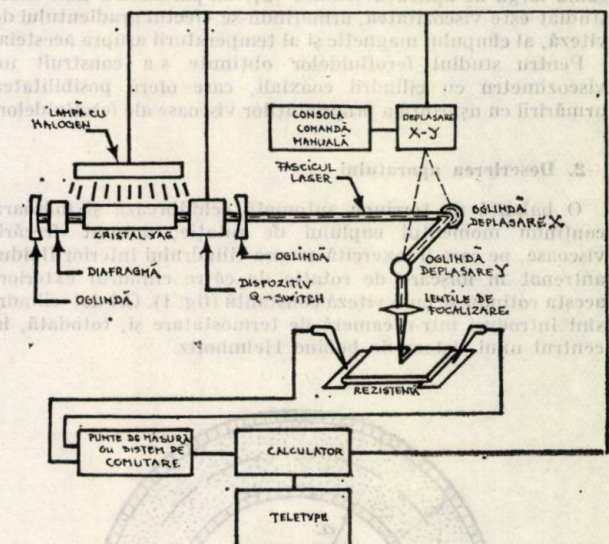


Fig. 1. Sistem de ajustare a rezistențelor peliculare, complet automatizat, echipat cu laser de tip YAG [3].

Comparativ cu celelalte metode de ajustare, ajustarea cu ajutorul fascicului laser are o serie de avantaje nete. Astfel, datorită diametrului foarte mic al spotului, se pot realiza tăieturi foarte fine, ceea ce permite utilizarea sa în condițiile unei densități de împachetare ridicate: de asemenea, avînd o secțiune circulară, fasciculul laser își poate schimba direcția în timpul ajustării, putînd realiza tăieturi în formă de L, necesare pentru obținerea unui reglaj foarte precis. În plus, deoarece fasciculul laser poate fi oprit practic instantaneu prin comandă electronică, precizia de ajustare crește. De exemplu, se pot obține rezistențe cu straturi subțiri, diferind între ele cu mai puțin de 0,01%, precizia ajustării fiind de fapt dată de aparatul utilizat pentru măsurarea rezistenței. Pentru rezistențele cu straturi groase, precizia ajustării depinde de dimensiunile particulelor din materialul rezistiv, fiind limitată și de coeficientul de temperatură al acestuia: o valoare uzuală realizabilă în condiții de producție este de 0,5%.

De asemenea, fasciculul laser permite obținerea unor margini nete, care sînt protejate în mod automat prin retopirea glazurii de protecție. În sfîrșit, metoda are o fiabilitate ridicată, asigură o viteză de ajustare mare și implicit o productivitate sporită, pretîndu-se pentru automatizare.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Altman, L. *Hybrid Technology Solves Tough Design Problems*. In: Electronics, iunie 1973.
- [2] Waters, R.L., Weiner, M.J. *Resistor trimming and other micromachining with a YAG Laser*. Articol prezentat la Seminarul New Industrial Technology în statul Pennsylvania, iulie 1969.
- [3] Graff, S.M. ș.a. *Environmental and electrical characterization of laser trimmed thick-film resistors*. Articol prezentat la International Microelectronic Symposium, San Francisco — California, oct 1973.
- [4] Headley, R.C. *Laser trimming is an art that must be learned*. In: Electronics, iunie 1973.
- [5] Wilson, R. *Thin Film Resistors*. Caffe Symposium, oct 1972.
- [6] Côté, R.E. *Facilities, equipment and manufacturing operations for circuit deposition and testing*. In: Solid State Technology, ian 1975.

Ing. A.M. Manolescu, I.P. — București

MAGNETOVIȘCOZIMETRU PENTRU STUDIUL FEROFUIDELOR

1. Introducere

În vederea caracterizării ferofluidelor [1] utilizate într-o gamă largă de aplicații tehnice [2], un parametru fizic mult studiat este viscozitatea, urmărindu-se efectul gradientului de viteză, al cimpului magnetic și al temperaturii asupra acesteia.

Pentru studiul ferofluidelor obținute s-a construit un viscozimetru cu cilindri coaxiali, care oferă posibilitatea urmăririi cu ușurință a proprietăților viscoase ale ferofluidelor.

2. Descrierea aparatului

O balanță de torsiune automată echilibrează și măsoară continuu momentul cuplului de rotație, datorat frecării viscoase, pe care îl exercită asupra cilindrului interior fluidul antrenat în mișcare de rotație de către cilindrul exterior, acesta rotindu-se cu o viteză constantă (fig. 1). Cei doi cilindri sint introduși într-o cameră de termostatare și, totodată, în centrul unui sistem de bobine Helmholtz.

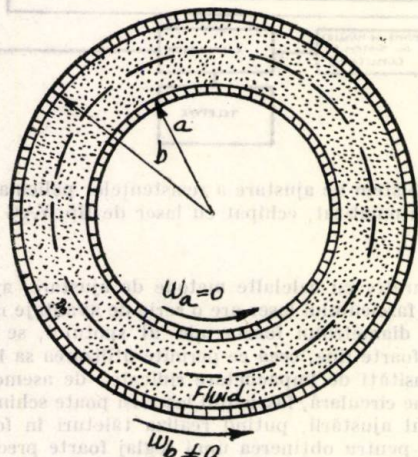


Fig. 1. Curgerea unui fluid între doi cilindri coaxiali care se rotesc cu viteze unghiulare diferite.

Balanța de torsiune electronică, adaptată necesităților noastre după balanța de tip Penoyer [4], funcționează conform schemei din figura 2. La o ușoară rotire a cilindrului interior se crează un dezechilibru în repartizarea fluxurilor luminoase focalizate asupra fotocelulelor F_1 și F_2 . Două tensiuni continue, proporționale cu cele două fluxuri luminoase, sint amplificate de amplificatorul de c.c. A și aplicate la două înfășurări în opoziție pe cadrul C. Cadrul C, cuplat rigid cu cilindrul interior, este suspendat în cimpul magnetic creat de electromagnetul E. Cuplul electromagnetic diferențial rezul-

tant egalează cuplul datorat frecării viscoase și menține sistemul mobil în echilibru. Voltmetrul electronic V măsoară tensiunea diferențială de pe cele două bobine, proporțională cu momentul cuplului viscos ce acționează asupra cilindrului interior.

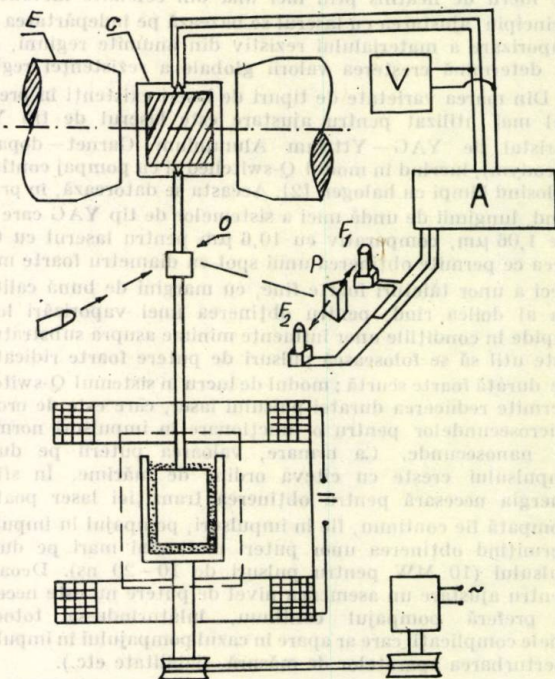


Fig. 2. Schema de principiu a viscozimetruului cu balanță de torsiune electronică.

3. Date constructive

Curentul mediu c.c.-l poate da amplificatorul de c.c. în bobine este de 400 mA. Pentru amplificator s-a adoptat o structură mixtă cu tuburi și tranzistori, aceștia din urmă pentru etajul prefinal și final, din cauza ușurinței de adaptare și a curentului mare de sarcină pe care îl permit (fig. 3). Etajul de intrare s-a construit cu tuburi 6JK7, cu o mare amplificare de tensiune, ceea ce simplifică mult schema. Fiecare bobină de pe cadru are cite 150 spire și secțiunea medie de 25 cm².

Viscozimetru construit permite măsurarea unui cuplu maxim de 9×10^4 dyne . cm, ceea ce corespunde, ținând seamă de datele de construcție, la o viscozitate de 50 poise. Măsurătorile se pot face la o frecvență de rotație cuprinsă între

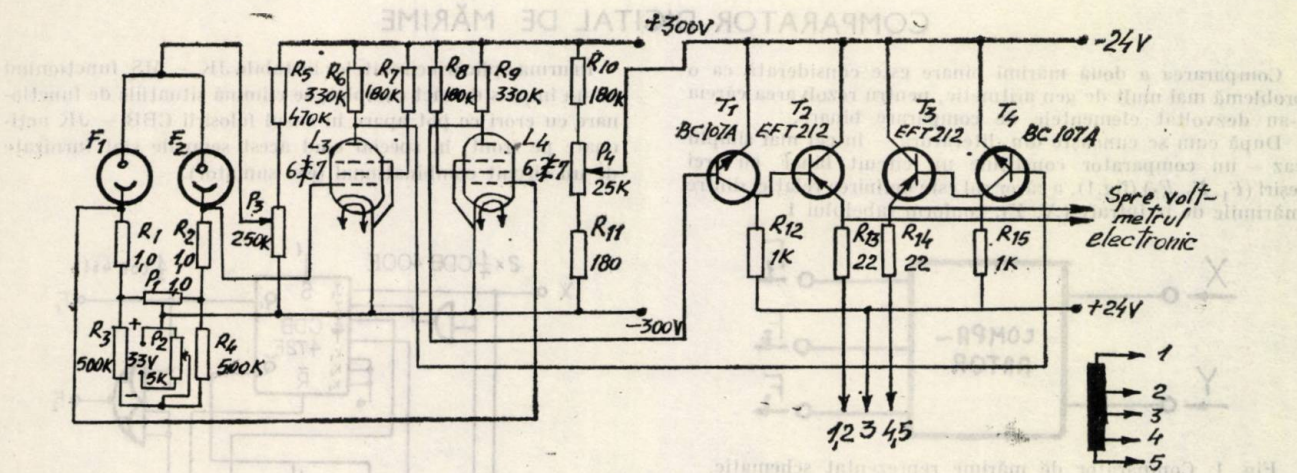


Fig. 3. Amplificatorul de curent continuu cu celule fotoelectrice.

15 s⁻¹ și 150 s⁻¹. Cîmpul magnetic creat de sistemul de bobine Helmholtz atinge valoarea maximă de 5 × 10⁴ A/m.

Etalonarea aparatului s-a făcut pentru cinci frecvențe de rotație cu ulei de transformator, glicerină, ulei de ricin și ulei mineral, cod K-90.

Un exemplu de variație a viscozității cu cîmpul magnetic pentru un ferrofluid pe bază de ulei mineral K-90 este dat în figura 4.

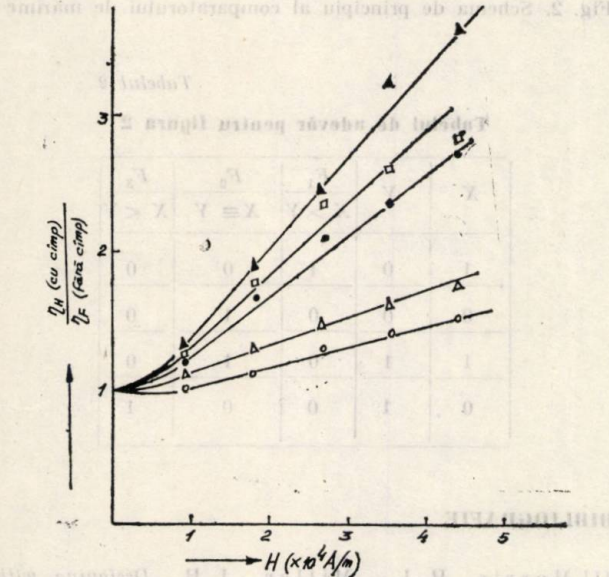


Fig. 4. Dependența de cîmpul magnetic aplicat a viscozității unui ferrofluid pe bază de ulei mineral K-90, pentru cinci valori ale gradientului de viteză γ :

●: $\gamma = 30 \text{ s}^{-1}$; □: $\gamma = 60 \text{ s}^{-1}$;
●: $\gamma = 90 \text{ s}^{-1}$; △: $\gamma = 120 \text{ s}^{-1}$;
○: $\gamma = 150 \text{ s}^{-1}$.

4. Concluzii
- a. Viscosimetrul construit permite investigări rapide asupra viscozității ferofluidelor într-un domeniu cuprins între 1 P și 50 P.
- b. Schema balanței de torsiune fiind simetrică oferă posibilitatea măsurării cuplului viscos în ambele sensuri de rotație și, prin mediere, a eliminării eventualelor erori datorate asimetriei coroanei de fluid.

BIBLIOGRAFIE

[1] Papell, S.S. *Low viscosity magnetic fluid obtained by colloidal suspensions of magnetic particles* (Fluid magnetic de viscozitate joasă obținut prin suspensia coloidală a particulelor magnetice). U.S. Patent 3 215 572, nov 1965.

[2] Kaiser, R. și Miskolczy, G. *Some applications of ferrofluid magnetic colloids* (Cîteva aplicații ale ferofluidelor magnetice coloidale). În: IEEE Trans. Magn., vol. MAG-6, nr. 3, sep 1970, p. 694

[3] Feinman, R.P. *Fizica modernă*, vol. 2. București, Editura tehnică, 1970.

[4] Penoyer, R.F. *Automatic torque balance for magnetic anisotropy measurements* (Balanță de torsiune automată pentru măsurarea anizotropiei magnetice). În: Rev. Sci. Instr., nr. 30, 1959, p. 711.

Fiz. Rodica Bădescu și dr. fiz. Gh. Călugăru
C.C.T.F. — Iași

Ing. V. Szentgyörgyi
Universitatea — Braşov

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

SERIILE DE TRANZISTOARE BC 170—BC 174 (NPN DE MICĂ PUTERE ȘI JOASA FRECVENȚĂ) ȘI BC 250—BC 256 (PNP DE MICĂ PUTERE ȘI JOASA FRECVENȚĂ)

În această notă se prezintă familiile de tranzistoare de mică putere și joasă frecvență încapsulate în plastic, asimilate la I.P.R.S.-Băneasa.

1. TRANZISTOARE NPN CU SILICIU DE MICĂ PUTERE ȘI JOASĂ FRECVENȚĂ ÎNCAPSULATE ÎN PLASTIC : BC 170, BC 171, BC 172, BC 173, BC 174

Aplicații

Aceste tranzistoare sînt destinate pentru aparatura electronică de uz general. Se utilizează, în special, în etajele amplificatoare de audiofrecvență și în comutație. După valoarea factorului de cîștig în curent, tranzistoarele din această serie se împart în trei grupe : A, B, și C. Tipul BC 173 este de zgomot redus și cîștig mare. El se utilizează mai ales în preamplificatoarele de joasă frecvență ale echipamentelor de mare performanță, în receptoarele cu modulație de frecvență, înregistratoare magnetice, linii de înaltă fidelitate.

Tranzistorul BC 174 este versiunea de înaltă tensiune a tipurilor BC 171 și BC 172.

Tranzistoarele BC 170, BC 171, BC 172, BC 173 și BC 174 sînt complementare cu tipurile BC 250, BC 251, BC 252, BC 253 și respectiv BC 256.

Tehnologie

Tranzistoarele BC 170, BC 171, BC 172, BC 173, BC 174 sînt de tip NPN, dublu difuzate, realizate prin tehnologia planar-epitaxială. Sînt încapsulate în capsula din plastic TO-92 prezentată în figura 1 din E.E.A.-Automatica și Electronica, nr. 1 martie 1976, p. 52.

Marcare

Pe fiecare tranzistor se marchează următoarele : simbolul numelui fabricantului (β), tipul dispozitivului și grupa. Detaliul de marcare este prezentat tot în fig. 1, E.E.A.-Automatica și Electronica, nr. 1, martie 1976, p. 52.

Caracteristici electrice

În tabelul 1 sînt prezentate valorile limită absolute, iar în tabelul 2, caracteristicile electrice.

Curbele tipice ale unor valori limită absolute sau caracteristicile electrice și termice sînt prezentate în figurile 1 — 24.

Tipuri echivalente

În tabelul 3 se prezintă o serie de echivalențe a unor tipuri din această familie de tranzistoare cu alte dispozitive încapsulate în metal sau plastic și tot în figurile — 1 — 24 sînt specificate, cînd este cazul și tipurile echivalente.

2. TRANZISTOARE PNP CU SILICIU DE MICĂ PUTERE ȘI JOASĂ FRECVENȚĂ ÎNCAPSULATE ÎN PLASTIC : BC 250, BC 251, BC 252, BC 253 și BC 256

Aplicații

Aceste tranzistoare sînt destinate pentru aparatura electronică de uz general. Se utilizează în special în etajele amplificatoare de audiofrecvență și în comutație. După valoarea factorului de cîștig în curent, tranzistoarele din această serie se împart în trei grupe : A, B și C. Tipul BC 253 este de zgomot redus și cîștig mare. El se utilizează mai ales în preamplificatoarele de joasă frecvență ale echipamentelor de mare per-

Tabelul 1

Parametrul	Simbol	BC 170	BC 171	BC 172	BC 174 BC 173	U/M
Tensiuni :						
Tensiunea colector-emitor	V_{CES}	—	50	30	70	V
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	20	45	25	64	V
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	5	6	5	5	V
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	20	—	—	—	V
Curenți :						
Curentul de colector	I_C	—	—	100	—	mA
Curentul de colector de vîrf	I_{CM}	—	200	200	200	mA
Curentul de bază	I_B	—	50	50	50	mA
Temperaturi :						
Temperatura joncțiunii	t_j	—	—	150	—	°C
Temperatura de stocare	t_{stg}	—	—	— 55 ... + 150	—	°C
Puterea disipată :						
Puterea disipată maximă ($t_{amb} = 25^{\circ}C$)	P_{tot}	—	—	300 ¹⁾	—	mW
Rezistența termică :						
Rezistența termică joncțiune-mediul ambiant	R_{thj-a}	—	—	420 ¹⁾	—	°C/W

1) Măsurarea acestor valori se face menținînd pe terminale, la 2 mm de la capsulă, temperatura mediului ambiant.

Tabelul 2

Parametrii și condiții de măsură	Simbol	Grupa				
		A	B	C	U/M	
Parametrii h $V_{CE} = 5 \text{ V}; I_C = 2 \text{ mA}; f = 1 \text{ kHz}$ BC 171, BC 172, BC 173, BC 174						
Factorul de amplificare în curent	h_{21e}	220 (125–260)	330 (240–500)	600 (450–900)	—	
Impedanța de intrare	h_{11e}	2,7 (1,6–4,5)	4,5 (3,2–8,5)	8,7 (6–15)	k Ω	
Admitanța de ieșire	h_{22e}	18(<30)	30(<60)	60(<110)	μS	
Factorul de transfer invers în tensiune	h_{12e}	$1,5 \times 10^{-4}$	2×10^{-4}	3×10^{-4}	—	
Câștigul static în curent BC 170						
$V_{CE} = 5 \text{ V}; I_C = 1 \text{ mA}$	h_{21E}	35–100	80–250	200–600	—	
$V_{CE} = 5 \text{ V}; I_C = 30 \text{ mA}$	h_{21E}	> 30	> 60	> 150	—	
BC 171, BC 172, BC 173, BC 174						
$V_{CE} = 5 \text{ V}; I_C = 0,01 \text{ mA}$	h_{21E}	90	150	270	—	
$V_{CE} = 5 \text{ V}; I_C = 2 \text{ mA}$	h_{21E}	170	290	500	—	
BC 173						
$V_{CE} = 5 \text{ V}; I_C = 100 \text{ mA}$	h_{21E}	120	200	400	—	
		BC 170	BC 171	BC 172 BC 173	BC 174	U/M
Curentul invers colector-emitor						
$V_{CE} = 60 \text{ V}; V_{BE} = 0$	I_{CES}	—	—	—	0,2(<15)	nA
$V_{CE} = 50 \text{ V}; V_{BE} = 0$	I_{CES}	—	0,2(<15)	—	—	nA
$V_{CE} = 30 \text{ V}; V_{BE} = 0$	I_{CES}	—	—	0,2(<15)	—	nA
$V_{CE} = 60 \text{ V}; V_{BE} = 0; t_{amb} = 125^\circ\text{C}$	I_{CES}	—	—	—	0,2 (<4)	μA
$V_{CE} = 50 \text{ V}; V_{BE} = 0; t_{amb} = 125^\circ\text{C}$	I_{CES}	—	0,2(<4)	—	—	μA
$V_{CE} = 30 \text{ V}; V_{BE} = 0; t_{amb} = 125^\circ\text{C}$	I_{CES}	—	—	0,2(<4)	—	μA
Curentul invers colector-bază						
$V_{CBO} = 15 \text{ V}$	I_{CBO}	<0,1	—	—	—	μA
Curentul invers emitor-bază						
$V_{EB} = 4 \text{ V}$	I_{EBO}	<0,1	—	—	—	μA
Tensiunea de străpungere colector-emitor						
$I_C = 2 \text{ mA}$	$V_{(BR)CEO}$	—	> 45	> 25	> 64	V
Tensiunea de străpungere emitor-bază						
$I_E = 1 \mu\text{A}$	$V_{(BR)CBO}$	—	> 6	> 5	> 5	V

Tabelul 2 (continuare)

		BC 170	BC 171; BC 173 BC 172; BC 174	
Tensiunea de saturație colector-emitor				
$I_C = 1\text{ mA}; I_B = 0,1\text{ mA}$	V_{CEsat}	$< 0,25$	—	V
$I_C = 30\text{ mA}; I_B = 3\text{ mA}$	V_{CEsat}	$< 0,4$	—	V
$I_C = 10\text{ mA}; I_B = 0,5\text{ mA}$	V_{CEsat}	—	$0,07(< 0,2)$	V
$I_C = 100\text{ mA}; I_B = 5\text{ mA}$	V_{CEsat}	—	$0,2(< 0,6)^*$	V
Tensiunea de saturație bază-emitor				
$I_C = 1\text{ mA}; I_B = 0,1\text{ mA}$	V_{BEsat}	$< 0,7$	—	V
$I_C = 10\text{ mA}; I_B = 0,5\text{ mA}$	V_{BEsat}	—	$0,73(< 0,83)$	V
$I_C = 100\text{ mA}; I_B = 5\text{ mA}$	V_{BEsat}	—	$0,87(< 1,05)^*$	V
Tensiunea bază — emitor				
$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 0,1\text{ mA}$	V_{BE}	—	$0,55$	V
$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 2\text{ mA}$	V_{BE}	—	$0,62(0,55 - 0,7)$	V
$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 100\text{ mA}$	V_{BE}	—	$0,83^*$	V
Frecvența de tranziție				
$V_{CE} = 3\text{ V}; I_C = 0,5\text{ mA};$ $f = 100\text{ MHz}$	f_T	—	85	MHz
$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 10\text{ mA}; f = 100\text{ MHz}$	f_T	—	$250(> 150)$	MHz
$V_{CE} = 5\text{ V}; I_C = 10\text{ mA}; f = 50\text{ MHz}$	f_T	100	—	MHz
Capacitatea colector-bază				
$V_{CB} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	C_{CBO}	4	$3,5(< 6)$	pF
Capacitatea emitor-bază				
$V_{EB} = 0,5\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	C_{EBO}	12	8	pF
Factorul de zgomet				
$V_{CE} = 5\text{ V}; I_G = 0,2\text{ mA}; R_G = 2\text{ k}\Omega$ BC 170				
$f = 1\text{ kHz}; \Delta f = 200\text{ Hz}$	F		< 10	dB
BC 171, BC 172, BC 174				
$f = 1\text{ kHz}$	F		$2(< 10)$	dB
BC 173				
$f = 1\text{ kHz}$	F		< 4	dB
$f = 30\text{ Hz} \dots 15\text{ kHz}$	F		< 4	dB

* Valori valabile numai pentru BC 173

Tabelul 3

Tipul	Tipul echivalent	
	în capsulă de plastic TO-92	în capsulă metalică TO-18
BC 171 A	BC 237 A	BC 107 A
BC 171 B	BC 237 B	BC 107 B
BC 172 A	BC 238 A	BC 108 A
BC 172 B	BC 238 B	BC 108 B
BC 172 C	BC 238 C	BC 108 C
BC 173 B	BC 239 B	BC 109 B
BC 173 C	BC 239 C	BC 109 C
BC 174 A	—	BC 190 A
BC 174 B	—	BC 190 B

formanță, în receptoarele cu modulație de frecvență, înregistratoare magnetice, linii de înaltă fidelitate.

Tranzistorul BC 256 este versiunea de înaltă tensiune a tipurilor BC 251 și BC 252.

Tranzistoarele BC 250, BC 251, BC 252, BC 253 și BC 256 sînt complementare cu tipurile BC 170, BC 171, BC 172, BC 173 și respectiv BC 174.

Tehnologie

Tranzistoarele BC 250, BC 251, BC 252, BC 253, BC 256 sînt de tip PNP, dublu difuzate, realizate prin tehnologia planar-epitaxială. Sînt încapsulate în capsula din plastic TO-92, care este prezentată în figura 1 din E.E.A. — Automatica și Electronica, nr. 1, martie 1976, p. 52.

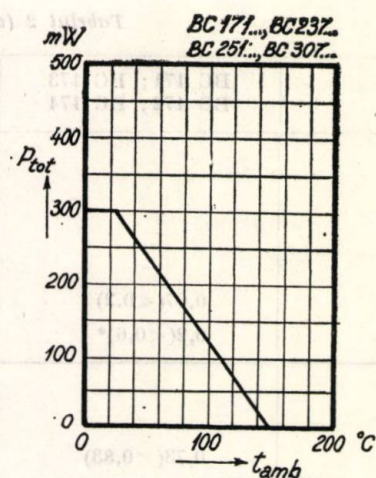


Fig. 1. Puterea totală disipată în funcție de temperatura ambiantă.

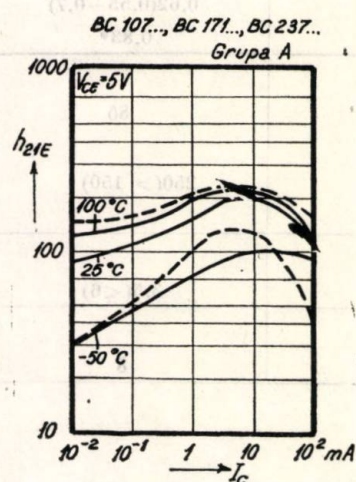


Fig. 2. Căștigul static în curent, în funcție de curentul de colector: (—) valoare medie; (---) valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ C$.

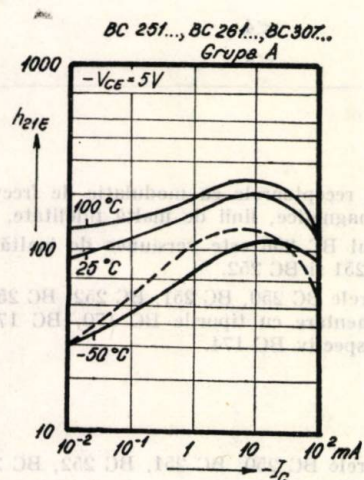


Fig. 3. Căștigul static în curent, în funcție de curentul de colector: (—) valoare medie; (---) valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ C$.

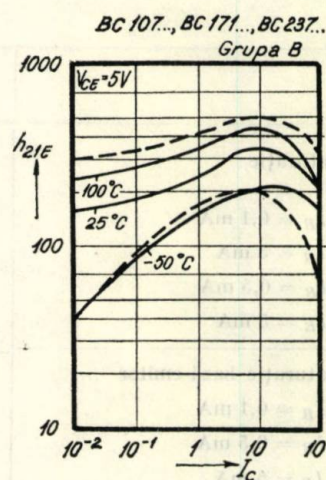


Fig. 4. Căștigul static în curent în funcție de curentul de colector: (—) valoare medie; (---) valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ C$.

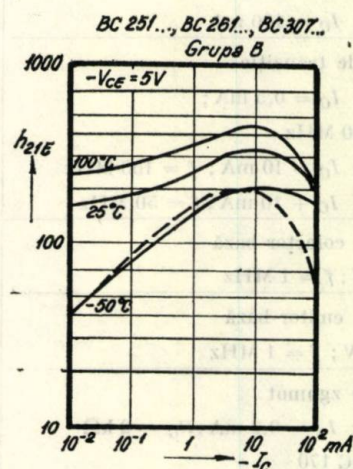


Fig. 5. Căștigul static în curent în funcție de curentul de colector: (—) valoare medie; (---) valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ C$.

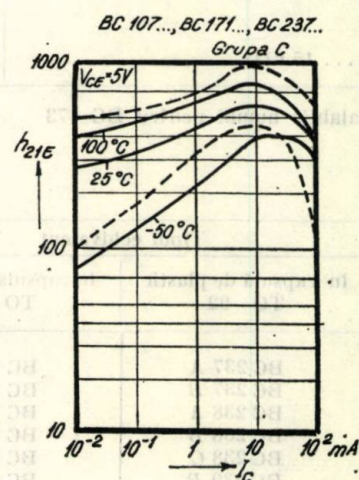


Fig. 6. Căștigul static în curent în funcție de curentul de colector: (—) valoare medie; (---) valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ C$.

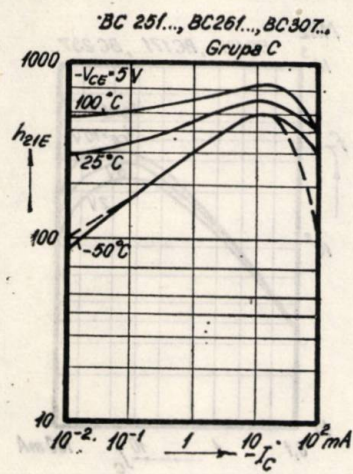


Fig. 7. Căştigul static în curent în funcţie de curentul de colector (— valoare medie; --- valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ C$).

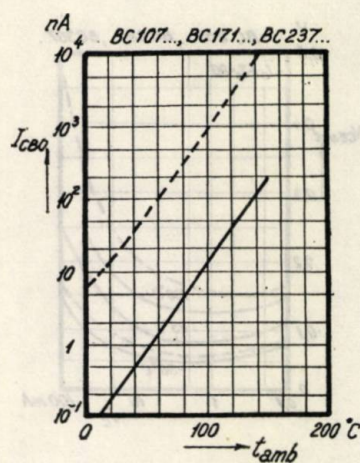


Fig. 10. Variaţia curentului rezidual colector-bază măsurat la $V_{CBO} = V_{CES}$ în funcţie de temperatură (— valoare medie; --- valoare limită).

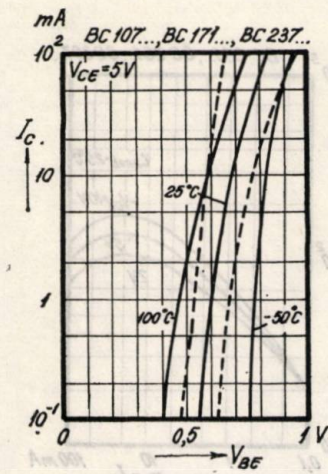


Fig. 8. Curentul de colector în funcţie de tensiunea bază-emitor (— valoare medie; --- valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ C$).

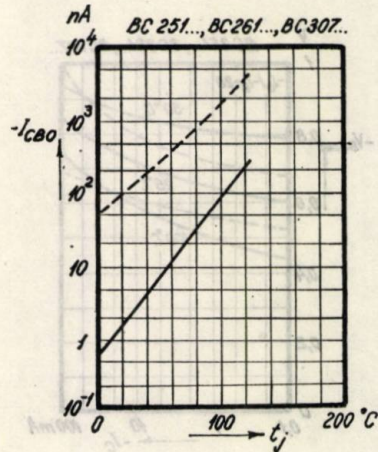


Fig. 11. Variaţia curentului rezidual colector-bază măsurat la $-V_{CEO} = -V_{CEO}$ în funcţie de temperatură (— valoare medie; --- valoare limită).

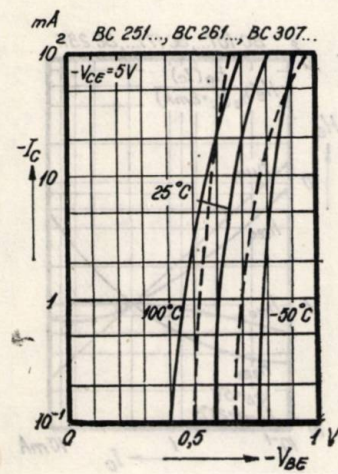


Fig. 9. Variaţia curentului de colector în funcţie de tensiunea emitor-bază (— valoare medie; --- valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ C$).

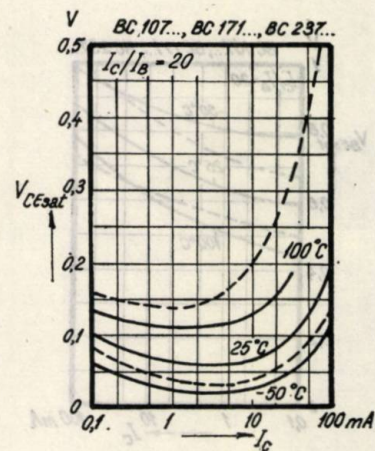


Fig. 12. Variaţia tensiunii de saturaţie a colectorului în funcţie de curentul de colector (— valoare medie; --- valoare limită).

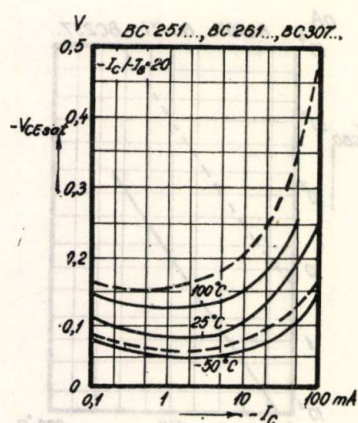


Fig. 13. Variația tensiunii de saturație a colectorului în funcție de curentul de colector (— valoare medie; --- valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$).

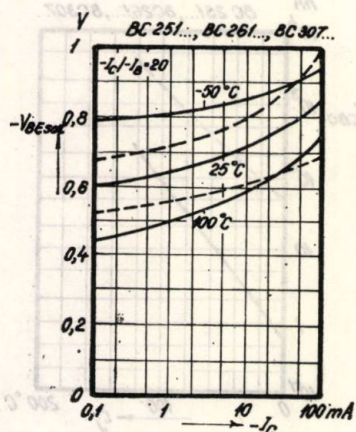


Fig. 14. Variația tensiunii de saturație a bazei în funcție de curentul de colector (— valoare medie; --- valoare limită).

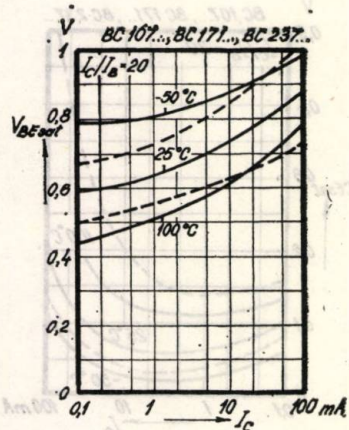


Fig. 15. Variația tensiunii de saturație a bazei în funcție de curentul de colector (— valoare medie; --- valoare limită la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$).

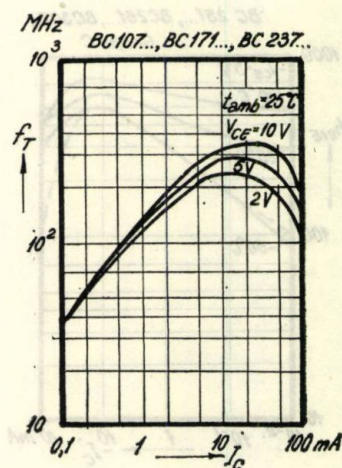


Fig. 16. Variația frecvenței de tăiere în funcție de curentul de colector.

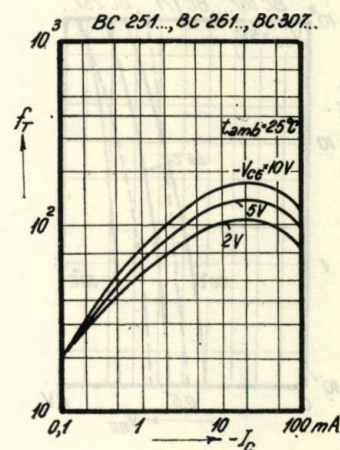


Fig. 17. Variația frecvenței de tăiere în funcție de curentul de colector.

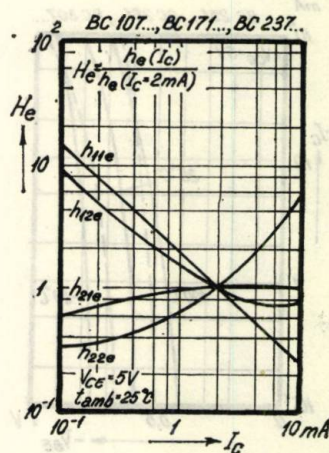


Fig. 18. Variația parametrilor h (normalizați) în funcție de curentul de colector.

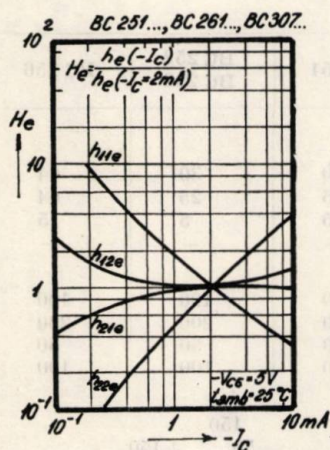


Fig. 19. Variația parametrilor h (normalizați) în funcție de curentul de colector.

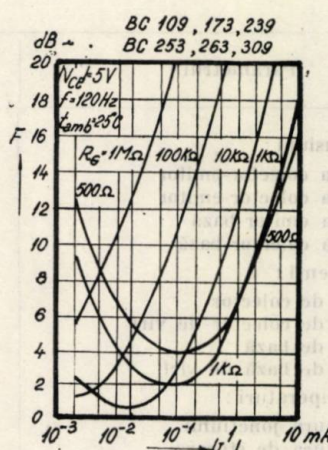


Fig. 22. Variația factorului de zgomot în funcție de curentul de colector.

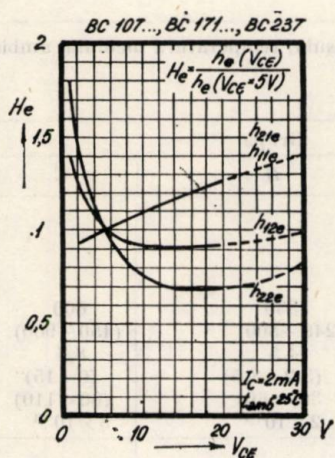


Fig. 20. Variația parametrilor h (normalizați) în funcție de tensiunea colector-emitor.

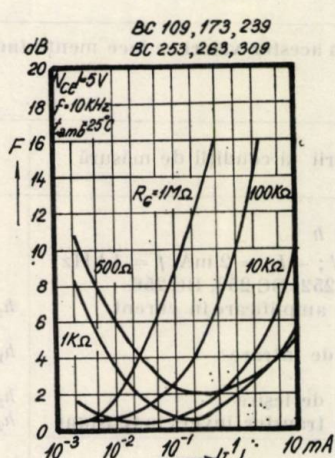


Fig. 23. Variația factorului de zgomot în funcție de curentul de colector.

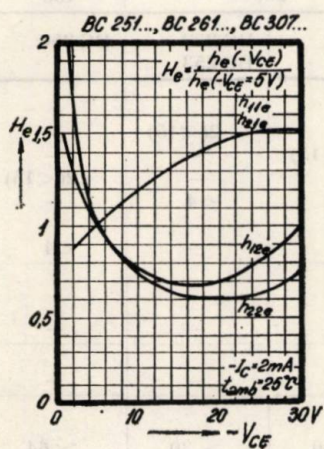


Fig. 21. Variația parametrilor h (normalizați) în funcție de tensiunea colector-emitor.

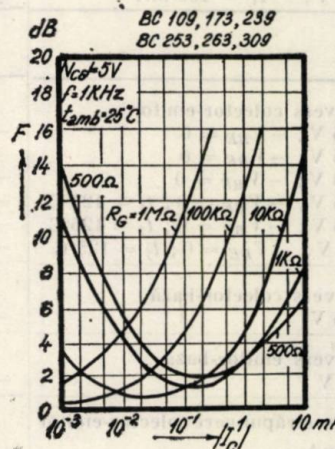


Fig. 24. Variația factorului de zgomot în funcție de curentul de colector.

Tabelul 4

Parametrul	Simbol	BC 250	BC 251	BC 252 BC 253	BC 256	U/M
Tensiuni :						
Tensiunea colector-emitor	$-V_{CES}$	—	50	30	64	V
Tensiunea colector-emitor	$-V_{CEO}$	20	45	25	64	V
Tensiunea emitor-bază	$-V_{EBO}$	5	5	5	5	V
Tensiunea colector-bază	$-V_{CBO}$	20	—	—	—	V
Curenți :						
Curentul de colector	$-I_C$	100	100	100	100	mA
Curentul de colector de vîrf	$-I_{CM}$	—	200	200	200	mA
Curentul de bază	$-I_B$	—	50	50	50	mA
Curentul de bază de vîrf	$-I_{BM}$	—	100	100	100	mA
Temperaturi :						
Temperatura joncțiunii	t_j			150		°C
Temperatura de stocare	t_{stg}			-55... +150		°C
Puterea disipată :						
Puterea totală disipată ($t_{amb}=25^\circ\text{C}$)	P_{tot}			300 ²		mW
Rezistența termică :						
Rezistența termică joncțiune-mediul ambiant	$R_{th(j-a)}$			420 ²		°C/W

² Măsurarea acestor valori se face menținînd pe terminale, la 2 mm de la capsulă, temperatura mediului ambiant.

Tabelul 5

Parametrii și condiții de măsură	Simbol	Grupa			U/M
		A	B	C	
Parametrii h					
$-V_{CE}=5\text{ V}; -I_C=2\text{ mA}, f=1\text{ kHz}$ BC 251, BC 252, BC 253, BC 256 Factorul de amplificare în curent	h_{21e}	220 (125–260)	330 (240–500)	600 (450–900)	— —
Impedanța de intrare	h_{11e}	2,7 1,6–4,5	4,5 (3,2–8,5)	8,7 (6–15)	k Ω k Ω
Admitanța de ieșire	h_{22e}	18(<30)	30(<60)	60(<110)	$\mu\rho$
Factorul de transfer invers în tensiune	h_{21e}	$1,5 \times 10^{-4}$	2×10^{-4}	3×10^{-4}	—
Cîștigul static în curent					
BC 250					
$1V_{CE}=1\text{ V}; -I_C=1\text{ mA}$ BC 251, BC 252, BC 253, BC 256	h_{21E}	35–100	80–250	200–600	—
$-V_{CE}=5\text{ V}; -I_C=0,01\text{ mA}$	h_{21C}	90	150	270	—
$-V_{CE}=5\text{ V}; -I_C=2\text{ mA}$ BC 253	h_{21E}	170	290	500	—
$-V_{CE}=5\text{ V}; -I_C=100\text{ mA}$	h_{21E}	120	200	400	—
		BC 250	BC 251	BC 252 BC 253	BC 256
Curentul invers colector-emitor					
$-V_{CE}=25\text{ V}; -V_{BE}=0$	$-I_{CES}$	—	—	2(<15)	—
$-V_{CE}=45\text{ V}; -V_{BE}=0$	$-I_{CES}$	—	2(<15)	—	—
$-V_{CE}=64\text{ V}; -V_{BE}=0$	$-I_{CES}$	—	—	—	2(<15)
$-V_{CE}=25\text{ V}; -V_{BE}=0; t_j=125^\circ\text{C}$	$-I_{CES}$	—	—	<4	—
$-V_{CE}=45\text{ V}; -V_{BE}=0; t_j=125^\circ\text{C}$	$-I_{CES}$	—	<4	—	—
$-V_{CE}=64\text{ V}; -V_{BE}=0; t_j=125^\circ\text{C}$	$-I_{CES}$	—	—	—	<4
Curentul invers colector-bază					
$-V_{CB}=15\text{ V}$	$-I_{CBO}$	<100	—	—	—
Curentul invers emitor-bază					
$-V_{EB}=4\text{ V}$	$-I_{EBO}$	<100	—	—	—
Tensiunea de străpungere colector-emitor					
$-I_C=10\text{ }\mu\text{A}$	$-V_{(BR)CES}$	—	> 50	> 30	> 64
$-I_C=2\text{ mA}$	$-V_{(BR)CEO}$	—	> 45	> 25	> 64
Tensiunea de străpungere emitor-bază					
$-I_E=10\text{ }\mu\text{A}$	$-V_{(BR)EBO}$	—	> 5	> 5	<5

Tabelul 5 (continuare)

		BC 250	BC 251 ; BC 253 BC 252 ; BC 256	U/M
Tensiunea de saturație colector-emitor — $I_C = 30$ mA ; — $I_B = 3$ mA — $I_C = 10$ mA ; — $I_B = 1$ mA — $I_C = 100$ mA ; — $I_B = 5$ mA	— $V_{CE\text{ sat}}$ — $V_{CE\text{ sat}}$ — $V_{CE\text{ sat}}$	0,4 — —	— <0,3 0,5*	V V V
Tensiunea de saturație bază-emitor — $I_C = 10$ mA ; — $I_B = 0,5$ mA — $I_C = 100$ mA ; — $I_B = 5$ mA	— $V_{BE\text{ sat}}$ — $V_{BE\text{ sat}}$	— —	0,7 0,85*	V V
Tensiunea bază-emitor — $V_{CE} = 5$ V ; — $I_C = 0,1$ mA — $V_{CE} = 5$ V ; — $I_C = 2$ mA — $V_{CE} = 5$ V ; — $I_C = 100$ mA	— V_{BE} — V_{BE} — V_{BE}	— — —	0,57 0,62(0,55 — 0,7) 0,8	V V V
Frecvența de tranziție — $V_{CE} = 5$ V ; — $I_C = 10$ mA ; $f = 50$ MHz — $V_{CE} = 5$ V ; — $I_C = 10$ mA ; $f = 100$ MHz	f_T f_T	— 180	130 —	MHz MHz
Capacitatea colector-bază — $V_{CB} = 10$ V ; $f = 1$ MHz	CCBO	3	<6	pF
Capacitatea emitor-bază — $V_{EB} = 0,5$ V ; $f = 1$ MHz	CEBO	12	12	pF
Factorul de zgomet — $V_{CE} = 5$ V ; — $I_C = 0,2$ mA ; $R_G = 2$ k Ω BC 251, BC 252, BC 256 $f = 1$ kHz BC 253 $f = 1$ kHz $= 30$ Hz ... 15 kHz	F F F		<10 <4 2(<4)	dB dB dB

* Valori valabile numai pentru BC 252.

Tabelul 6

Marcare

Pe fiecare tranzistor se marchează următoarele : simbolul numelui fabricantului (β), tipul dispozitivului și grupa. Detaliul de marcă este prezentat tot în figura 1 din E.E.A.-Automatica și Electronica, nr. 1, martie 1976, p. 52.

Caracteristici electrice

În tabelul 14 sînt prezentate valorile limită absolute, iar în tabelul 5, caracteristicile electrice.

Curbele tipice ale unor valori limită absolute sau caracteristicile electrice și termice sînt prezentate în figurile 1 — 24.

Tipuri echivalente

În tabelul 6 se prezintă o serie de echivalențe a tipurilor din această familie de transistoare cu alte dispozitive încapsulate în metal sau în plastic și, de asemenea, în figurile 1 — 24 sînt specificate, cînd este cazul, și tipurile echivalente.

Ing. D. Olteanu și ing. I. Pavelescu

I.C.C.E.-București

Tipul	Tipul echivalent	
	în capsulă de plastic TO—92	în capsulă metalică TO—18
BC 250 A	—	BC 260 A
BC 250 B	—	BC 260 B
BC 250 C	—	BC 260 C
BC 251 A	BC 307 A	BC 261 A
BC 251 B	BC 307 B	BC 261 B
BC 251 C	BC 307 C	BC 261 C
BC 252 A	BC 308 A	BC 262 A
BC 252 B	BC 308 B	BC 262 B
BC 252 C	BC 308 C	BC 262 C
BC 553 A	BC 309 A	BC 263 A
BC 253 B	BC 309 B	BC 263 B
BC 253 C	BC 309 C	BC 263 C
BC 256 A	—	BC 266 A
BC 256 B	—	BC 266 B

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: **text și figuri**. **Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.**

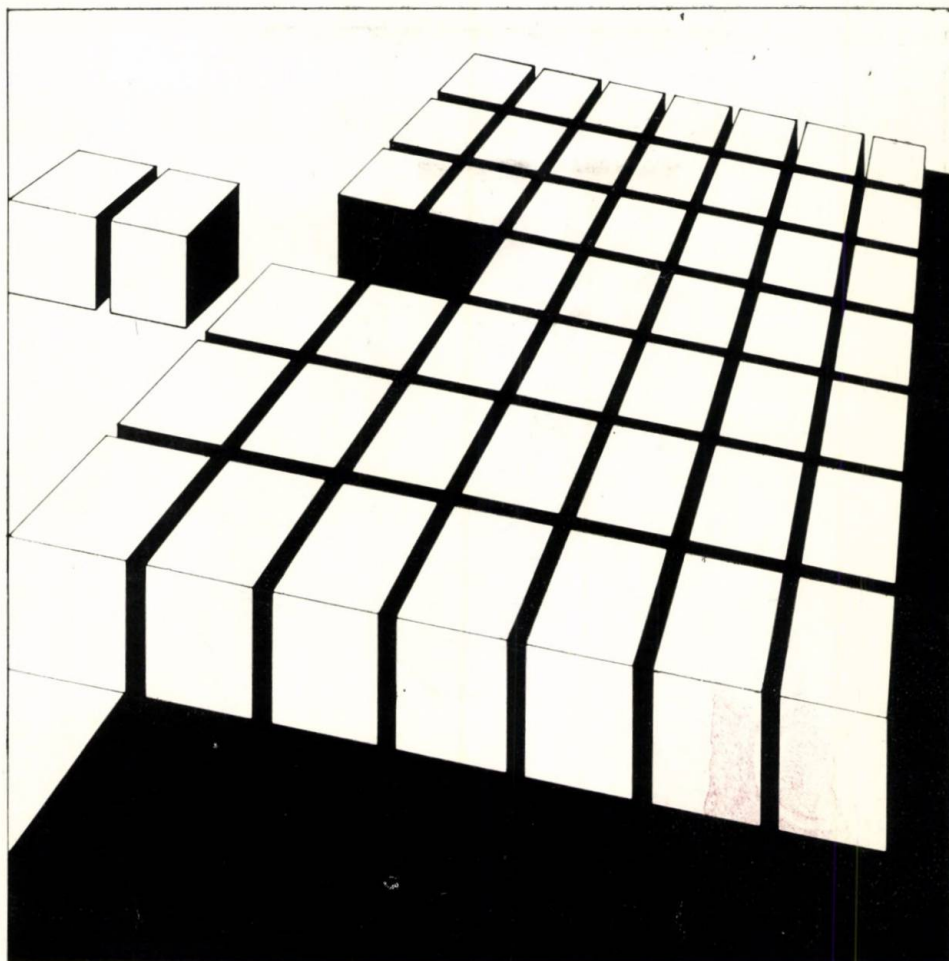
Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare; acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.
- Textul de bază — maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură fașă a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea: Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.
- Bibliografia — pe pagină separată, dactilografiată la 2 rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).
 - [1] Vladimirescu, A. Calculator-Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-10, nr. 3, 1975, p. 151-160.
 - [2] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.
 - [3] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.
- Legende la figuri — pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.

Figurile lucrării, în număr de maximum 10 la număr maxim de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimantele de calculator și fotografiile (oscilogramme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără relușare în tipografie.



Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.



1840

SPRE DEPLINA SATISFACȚIE A CUMPĂRĂTORILOR

Prin acest simplu criteriu, întreprinderile de comerț exterior își apreciază activitatea lor. Aceasta înseamnă a reacționa oricând repede și exact. Instalația noastră miniaturizată de prelucrare a datelor „daro 1840”, cu tehnica contabilizării magnetice, este aportul corespunzător. Ea rezolvă rapid solicitările importante ale clienților. De exemplu, facturări, conțul curent al debitorilor, calcularea prețurilor, calcule valutare, situații statistice, corespondențe schematizate.

„daro 1840” — un ajutor sigur pentru o activitate de comerț exterior plină de succes. Diversificarea instalației, conform temelor cerute, este posibilă prin adăugarea de aparatură periferică suplimentară de mare randament. O ofertă multilaterală de aparate, orientate pe baza problematicei solicitate asigură o pregătire economică de punere în funcțiune. Comunicați-ne cu încredere problemele dv. de prelucrare a datelor.

Vă oferim cu plăcere orice informații detaliate.

Rugăm să ne vizitați cu ocazia
 Tîrgului Internațional, București,
 din 16—25.X.1976.

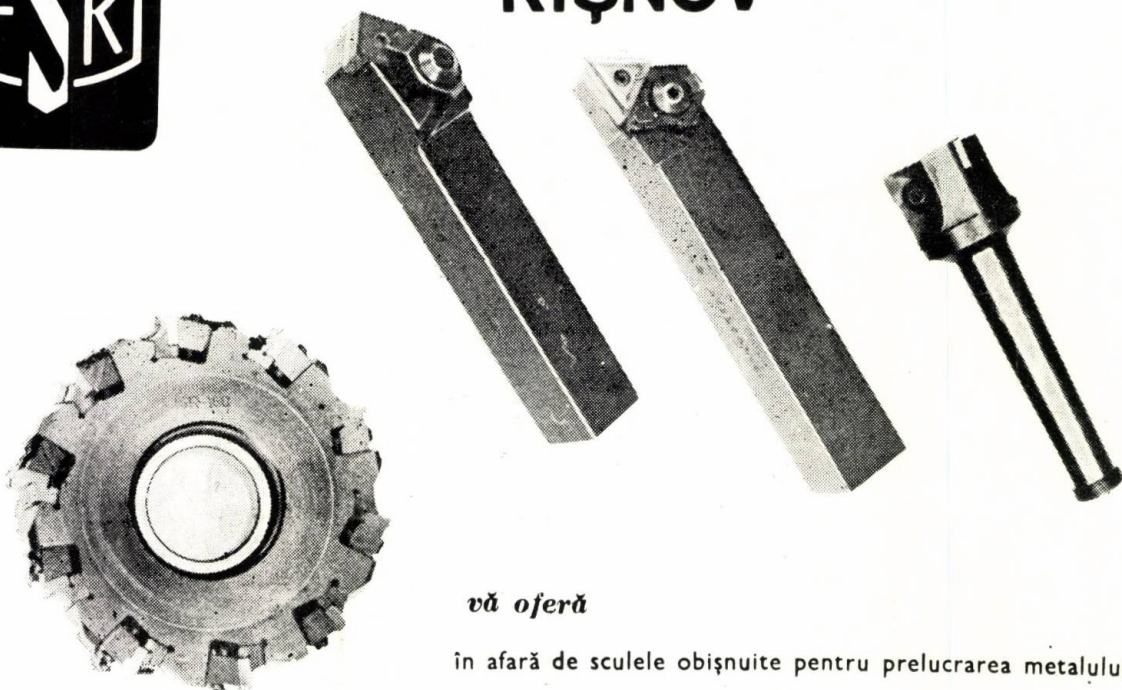
Büromaschinen-Export GmbH Berlin
 DDR—108 Berlin, Friedrichstrasse 61
 R. D. Germană



PUBLICOM



ÎNTEPRINDEREA DE SCULE RÎȘNOV



vă oferă

în afară de sculele obișnuite pentru prelucrarea metalului :

● CUȚITE CU PLĂCUȚE DIN CARBURI METALICE

- pentru strunguri universale
- pentru strunguri copiere
- pentru strunguri automate

● FREZE FRONTALE CU PLĂCUȚE DIN CARBURI METALICE SCHIMBABILE

- | | |
|---------------------------------|--------------|
| — freze cu coadă Ø 25—32—40—50 | negative 90° |
| — freze cu alezaj Ø 63—80—100 | negative 90° |
| — freze cu alezaj Ø 125—160 | negative 75° |
| — freze cu alezaj Ø 200—250 | negative 75° |
| — freze cu alezaj Ø 315—400—500 | negative 75° |
| — freze cu coadă Ø 25—32—40—20 | pozitive 90° |
| — freze cu alezaj Ø 63—80—100 | pozitive 90° |
| — freze cu alezaj Ø 125—160 | pozitive 75° |
| — freze cu alezaj Ø 200×250 | pozitive 75° |
| — freze cu alezaj Ø 315—400—500 | pozitive 75° |

● BURGHIE CU PLĂCUȚE DIN CARBURI METALICE

- pentru piatră și beton
- pentru metale

ÎNTEPRINDEREA DE SCULE RÎȘNOV execută diferite scule pentru prelucrarea metalului și după documentația clientului.

Alte relații se pot obține de la sediul întreprinderii

Str. Cimpului, Nr. 1 Telefon 921/22202

Or. Rîșnov, Cod, 2221 Telex 0122276



THE ENTREPRISE
FOR MAINTAINING AND REPAIRING
COMPUTING EQUIPMENT

IIRUC

EXECUTES :

- SERVICE FOR COMPUTING AND COPYING EQUIPMENTS THROUGH ITS TECHNICIANS FROM THE FOLLOWING BRANCHES IN THE COUNTRY ALBA-IULIA, ALEXANDRIA, ARAD, RACĂII, BAIA-MARE, BISTRITA, BÎRLAD, BOTOȘANI, BRAȘOV, BRĂILA, BUZĂU, CĂLĂRAȘI, CARANSEBEȘ, CÎMPINA, CLUJ-NAPOCA, CONSTANȚA, CRAIOVA, CUGIR, DROBETA TURNU SEVE-RIN, DEJ, DEVA, FĂGĂRAȘ, FOCȘANI, GALAȚI, GH. GHEORGHIU-DEJ, HUNEDOARA, HUEDIN, IAȘI, LUGOJ, MĂDIAȘ, MIERCUREA-CIUC, ORADEA, PETROȘANI, PIATRA-NEAMȚ, PITEȘTI, PLOIEȘTI, REȘIȚA, RÎMNICU-VÎLCEA, ROMAN, SATU-MARE, SFÎNTU-GHEORGHE, SIGHETUL MARMAȚIEI, SINAIA, SIBIU, SIGHIȘOARA, SLATINA, SLOBOZIA, SUCEAVA, TÎRGOVIȘTE, TÎRGU-JIU, TÎRGU-MUREȘ, TÎRGU-SECUIESC, TIMIȘOARA, TULCEA, TURDA, VASLUI, VATRA-DORNEI, ZALĂU, ZĂRNEȘTI.
- DEMONSTRATIONS OF THE EQUIPMENTS ON THE OCCASION OF INTER-NATIONAL FAIRS, EXHIBITIONS.
- RECEPTIONS, INSTALLATIONS, AND PUTTING INTO FUNCTION
- PERIODICAL REVISIONS
- REPAIRS IN GUARANTEE AND IN POST GUARANTEE
- ANALYSIS AND PROGRAMMING FOR THE BILLING AND ACCOUNTING MACHINES.
- EXPERT EXAMINATION SERVICES, TECHNICAL WORKS AND DEMONSTRATION
- ORGANIZES STOCKS OF SPARE PARTS, TOOLS AND CONSUMABLES RE-QUIRED BY SERVICE
- ORGANIZES SERVICE BRANCHES FOR THE EXPORTED COMPUTING EQUIP-MENTS.

THE LIST OF THE ADRESSES OF THE PREMISES
AND MAIN BRANCHES:

CENTRAL PREMISES — R-72326 — BUCHAREST 2
Dimitrie Pompei Bd. 6
Telex : SERVICE IIRUC 11716 R 90 TELEPHON 792070

OLTENIA AREA — CRAIOVA 941/24466
România Muncitoare Str. 104 24465

BANAT AREA — TIMIȘOARA 961/34626
Piața 700

NORTH TRANSILVANIA AREA — CLUJ-NAPOCA 951/30922 — 31944
Horea Str. 8

SOUTH TRANSILVANIA AREA — BRAȘOV 921/30937 : 30986
Traian Str. 34

MOLDAVIA AREA — IAȘI 980/30302 — 32844
Str. Republicii, nr 32 BI Z 4



**Electromotoare
Transformatoare
Aparate de pornire
Izolatoare
Tehnica
telecomunicațiilor
Aparate de radio
și televiziune
Aparate electroacustice
Tehnică medicală
Corpuri de iluminat**



Electroimpex

**Societate cu
răspundere limitată
Str. G. Washington 17
Sofia, Bulgaria,
Telefon: 884991;
Telex: 022575**

FRANȚA:
SOFBIM
Av. de l'Opera 30
Paris 2°
Telefon: 742 35 33
Telex: 23 942
F. Sofbim

ITALIA:
FAR S.P.A.
Via Vitruvio 43
20124 - Milano
Telefon:
02/20 61 36 -
20 66 34
Telex: 33 504

**REPUBLICA
FEDERALĂ
GERMANIA:**

**ELPROM — Soci-
etate comercială
cu răspundere
limitată
Kurt-Schumacher-
Anlage 9
3587 Borken/
Bez. Kassel
Telefon: (05682)
2055 Telex:
0994 711**

CENTRALA INDUSTRIALĂ DE APARATAJE ȘI MAȘINI ELECTRICE—CRAIOVA

Calea București 144, telefon 20 21 1, telex 41228

produce și livrează:

▲ APARATAJ ELECTRIC DE ÎNALTĂ TENSIUNE LA ÎNTEPRINDEREA ELECTROPUTERE—CRAIOVA :

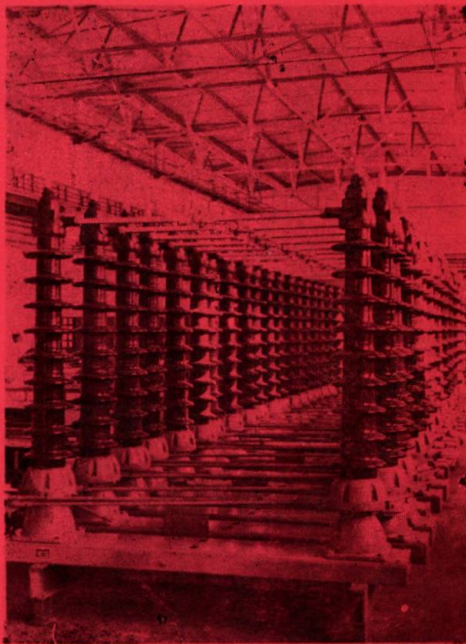
- întreruptoare de medie și înaltă tensiune 7,2—420 kV ; 630—2 500 A ; 300—20 000 MVA

SEPARATOARE DE INTERIOR

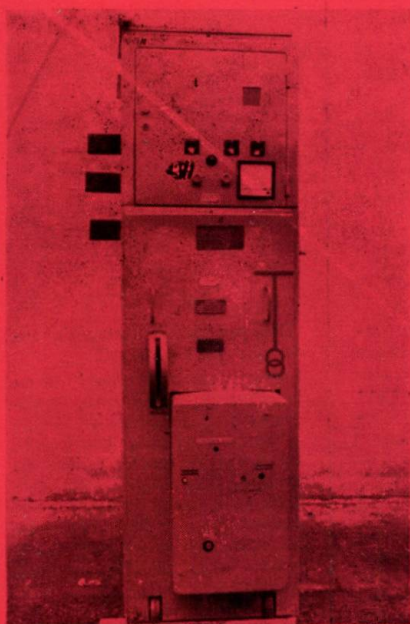
- 10—35 kV ; 200—6 300 A
- separatoare de exterior
10—400 kV ; 400—2 000 A
- bobine de reactanță în beton
6—10 kV ; 100—2 × 2 000 A ; 3—10%
- siguranțe fuzibile de înaltă tensiune
6—35 kV ; 2,5—100 A
- transformatoare de măsură de curent
1—420 kV ; 5—10 000 A
- transformatoare de măsură de tensiune
1—400 kV

▲ APARATAJ DE COMANDĂ ȘI PORNIRE A MOTOARELOR DE JOASĂ ȘI ÎNALTĂ TENSIUNE :

- autotransformatoare de pornire :
 - cu siguranță mărită
630 kVA/0,38 ; 0,5 kV
580, 1 000, 1 600, 2 500 kVA/6 kV
 - cu comandă de la distanță
580, 1 000, 1 600, 2 500 kVA/6 kV
- reostate de pornire :
 - în ulei, 100, 200, 350, 500 kW
 - reglaj cu lichid 500, 1 000 kW
- tablouri de comandă automată
160—1 600 kW ; 6 kV, 100, 200 kW ; 0,38, 0,5 kV



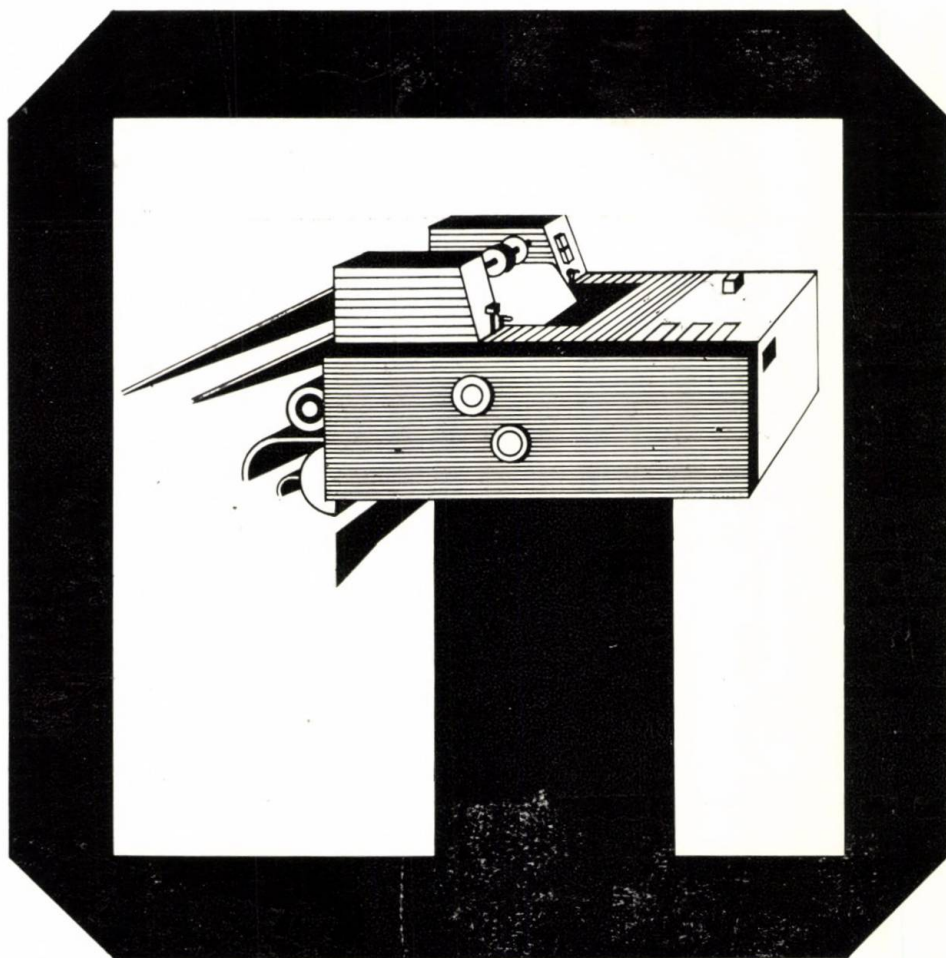
Separatoare rotative de exterior 110 kV,
1250 A



Celulă prefabricată închisă, de interior,
10 kV, 1250 A

▲ CELULE PREFABRICATE ȘI POSTURI DE TRANSFORMARE LA ÎNTEPRINDEREA DE CELULE PREFABRICATE-BĂILEȘTI:

- celule prefabricate închise de interior
cu simplu și dublu sistem de bare pen-
tru stații de 10—20 kV; 630—2 500A; 200—
500 MVA
- celule prefabricate pentru posturi de
transformare de 10 kV; 20 kV
- posturi de transformare de exterior de
10, 11 20/0,4 kV; 250, 500, 630, 1600 kVA
- bare capsulate de 6—24 kV; 1 600—10 000A



dar **1156**

Cooperarea industrială socialistă ajută
să progresăm în comun.

Aportul nostru:
Ansamble de construcții tehnice medii
pentru prelucrarea
datelor

Vă rugăm să ne vizitați cu prilejul
Tîrgului internațional București,
între 16—25 octombrie 1976.

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
DDR—108 Berlin, Friedrichstrasse 61
R. D. Germană



Cooperarea și specializarea internațională se face cu: pregătirea unor mașini, aparate, dispozitive și sisteme aplicative de înalt randament (compuse din aparate, ansamble de construcții și sisteme de soluționare standardizate și cu o mare capacitate combinativă) care satisfac întregul complet de deservire pentru prelucrarea electronică a datelor.

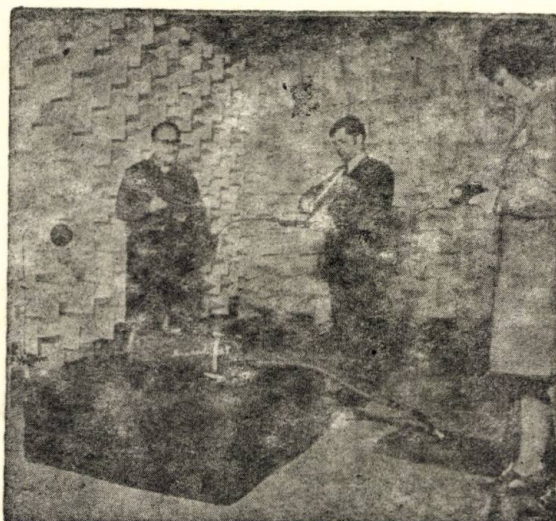
În cadrul ESER (SUMEC) răspundem, printre altele, de ansamblele de construcții pentru prelucrarea medie a datelor; de exemplu, pentru perforatorul numeric de benzi (**dar** 1132 — o unitate de enunț multilateral aplicabilă la sistemele de cuprinderea datelor și la dispozitivele de control și măsurători), și pentru perforatoarele de serie alfanumerice (**Daro** 1156 — un dispozitiv de enunț universal aplicabil cu o capacitate de perforare de 100 semne/s) și pentru multe alte ansamble de construcții despre care vă putem informa amănunțit.

Din programul nostru de ansamble de construcții

Memorie de mică capacitate cu imprimante, imprimante, imprimante de serie, cititor de cartele și benzi perforate, imprimantă de benzi perforate, cititor de cartele, imprimantă de cartele, echipament de duplicare și comparare, echipament cu bandă magnetică, de înregistrare și redare, casetofone, memorii terminale.

PUBLICOM

1977 JAN 27



Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

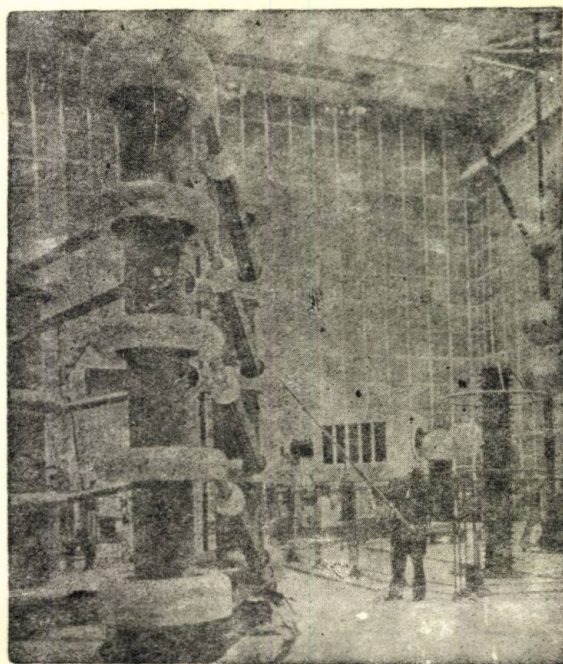
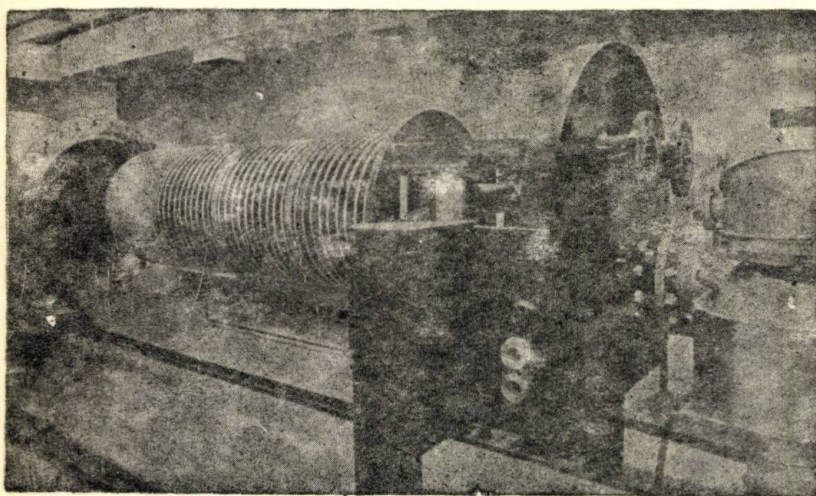
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajându-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

E 2040

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 20 • Nr. 4 • DECEMBRIE 1976

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 20

Nr. 4

decembrie 1976

CUPRINS

CZ 621.385.2

EFECTE DE MARGINE
DIODE SCHOTTKY PLANARE
TENSIUNE DE STRĂPUNGERE

Rusu, A., Bulucea, C. și Dan, P. A. : Tensiunea de străpungere a diodelor Schottky planare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 157

Lucrarea analizează efectele de margine (care limitează tensiunea de străpungere) la diodele Schottky, cu accent deosebit pe structura de diodă Schottky planară.

CZ 621.318.322

GENERATOR DE FUNCȚII VOBULAT
CONVERTOR TENSIUNE-FRECVENȚĂ

Stoenescu, A. : Generator de funcții vobulat.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 163

Se descrie principiul de funcționare a unui tip de convertor tensiune-frecvență și realizarea pe baza acestui principiu a unui generator de funcții vobulat.

CZ 621.3.011.8

CIRCUITE LOGICE
CONTACTOR STATIC
AMPLIFICATOR DE PUTERE

Ciobanu, M. I. și Lazarovici, C. : Dispozitiv de comandă sincronă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 167

Se prezintă un dispozitiv electronic pentru conectarea sincronă a conductoarelor electromagnetice în scopuri de cercetare și studiu în întreprinderile producătoare de contactoare.

CZ 621-756.4

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR
CIRCUITE FLUIDICE NUMERICE
ELEMENTE FLUIDICE

Dumitrache, I. : Proiectarea asistată de calculator a elementelor și circuitelor fluidice numerice.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 171

Utilizând programe specializate pentru analiza și sinteza elementelor și circuitelor fluidice numerice s-au rezolvat problemele specifice interconexiunii elementelor fluidice.

CZ 621.373.3

OSCILATOARE
SINCRONIZARE, STABILITATE
MICROUNDE

Tebeanu, T. și Costea, I. : Sincronizarea oscilatoarelor cu diode semiconductoare pentru microunde.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 177

În lucrare se analizează aspecte ale teoriei oscilatoarelor sincronizate (phase-locking) realizate cu dispozitive (semiconductoare), prezentind rezistență negativă la frecvențe foarte nalte.

CZ 621.314

TIRISTOARE
INVERTOR ÎN PUNTE
ECUAȚII DIFERENȚIALE

Ludu, N. : Solicitățile dinamice ale tiristoarelor la inventarul în punte cu sarcină rezonantă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 184

Se calculează solicitările la di/dt și du/dt ale tiristoarelor rezolvând sistemul de ecuații diferențiale care caracterizează chema echivalentă.

NOTE	188
REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI	190
INDEX ALFABETIC	195

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNTUC; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; ing. VALERTUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNAȘESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI

Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D. — I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la O.I.D., București, calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—37, București cont virament nr. 30.16.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu, nr. 23—25 C. 1544. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1971 conform aprobării C.G.P.Te, nr. 137/6546/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001. — Telex. 011236

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT



УДК 621.385.2

ДИОДЫ ШОТКИ ПЛАНАРНЫЕ
НАПРЯЖЕНИЕ ПРОБИВНОЕ
ЭФФЕКТЫ КРАЕВЫЕ

Русу, А., Булуца, К., Дан, П. Ал.: Пробивное напряжение планарных диодов Шотки.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 4, Дек. 1976, стр. 157

Работа анализирует краевые эффекты (ограничивающие пробивные напряжения) диодов Шотки и оказывается особое внимание структуре планарного диода Шотки.

УДК 621.313.322

ВЫПРЯМИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЕ
ЧАСТОТА
ГЕНЕРАТОР ВОБУЛИРОВАННЫЙ

Стоенеску, А.: Вобулированный генератор функций.
Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 4, Дек. 1976, стр. 163

Описывается принцип функционирования одного типа конвертора напряжение-частота и осуществление, на основании этого принципа, вобулированного генератора функций.

УДК 621.3.012.8

КОНТАКТОР СТАТИЧЕСКИЙ
ЦЕПИ ЛОГИЧЕСКИЕ
УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Чобану, И. и Лазарович, К.: Устройство синхронного управления.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 4, Дек. 1976, стр. 167

Представлено электронное устройство для синхронного включения электромагнитных контактов с целью исследования в предприятиях, изготовляющих контактов.

УДК 621-756.4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ НА ВЭМ
ЦЕПИ ЧИСЛЕННЫЕ ФЛУИДНЫЕ
ЭЛЕМЕНТЫ ФЛУИДНЫЕ

Думитраке, И.: Проектирование при помощи вычислительной машины флуидных численных цепей.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 4, Дек. 1976, стр. 171

Используя специализированные программы для анализа и синтеза флуидных численных элементов и цепей были решены специфические проблемы, касающиеся взаимных связей флуидных элементов.

УДК 621.373.3

МИКРОВОЛНЫ
ОСЦИЛЛЯТОР
СИНХРОНИЗАЦИЯ
СТАБИЛЬНОСТЬ

Тебяну, Т. и Костя И.: Синхронизация осцилляторов с полупроводниковым диодом для микроволн.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 4, Дек. 1976, стр. 177

В работе проанализированы аспекты теории синхронизированных осцилляторов (*phase-locking*), осуществленные с устройствами (полупроводниковыми) и имеющими отрицательное сопротивление при весьма высоких частотах.

УДК 621.314

ИНВЕРТОР МОСТИКОВОЙ
ТИРИСТОР
УРАВНЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ

Луду, Н.: Динамические усилия тиристоры у мостикового инвертора с резонансной нагрузкой.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 20, Nr. 4, Дек. 1976, стр. 184

Вычисляются усилия при di/dt и du/dt тиристоры решая систему дифференциальных уравнений, характеризующую эквивалентную схему.

НОТА 188
ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ 190
АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ 195

DK 621.385.2

DURCHSCHLAGSPANNUNG
PLANAR — SCHOTTKY — DIODEN
RANDEFFEKT

Rusu, A., Buucea, C. și Dan P. Al. — Die Durchschlagspannung der Planar-Schottky-Dioden.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica*, 20, nr. 4, Dez. 1976, S. 157

Die Arbeit analysiert die Randefekte (die die Durchschlagspannung begrenzen) bei den Schottky-Dioden, mit besonderer Betonung der Planar-Schottky-Dioden-Struktur.

DK 621.313.322

FUNKTIONS — WOBELGENERATOR
SPANNUNGS — FREQUENZ — UMWANDLER

Stoienescu, A. — Funktions-Wobbelgenerator.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica*, 20, Nr. 4, Dez. 1976, S. 163

Es wird das Arbeitsprinzip eines Spannungs - Frequenz-Umwandler-Typs beschrieben, sowie die Herstellung eine Funktions-Wobbelgenerators auf der Basis dieses Prinzip.

DK 621.3.012.8

LEISTUNGSVERSTÄRKER
LOGISCHE STROMKREISE
STATISCHER SCHUTZ

Ciobanu, M. I., Lazarovici, C. — Synchrone Steuervorrichtung.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica*, 20, Nr. 4, Dez. 1976, S. 167

Es wird eine elektronische Vorrichtung für den synchronen Anschluss der elektromagnetischen Schütze für Forschungs- und Studienzwecke in den Schütze herstellenden Unternehmen dargestellt.

DK 621.756.4

FLUIDISCHE ELEMENTE
NUMERISCHE FLUIDISCHE STROMKREISE
RECHNERGESTÜTZTE PROJEKTIERUNG

Dumitrache, I. — Rechnerunterstützte Projektierung von Elementen und fluidischen numerischen Stromkreisen.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica*, 20, Nr. 4, Dez. 1976, S. 171

Durch die Heranziehung von Spezial-Programmen für die Analyse und Synthese von fluidischen numerischen Stromkreisen, wurden die spezifischen Probleme des Verbunds fluidischer Elemente gelöst.

DK 621 373.3

MIKROWELLEN
OSZILLATOREN
SYNCHRONISIERUNG, BESTÄNDIGKEIT

Tebeanu T., Costea I. — Die Synchronisierung der Oszillatoren mit Halbleiterdioden für Mikrowellen

Е.Е.А. — *Automatica și electronica*, 20, Nr. 4, Dez. 1976, S. 177

In der Arbeit werden einige Aspekte der Theorie der synchronisierten Oszillatoren (*phase-locking*), die mit Halbleiter-vorrichtungen hergestellt sind dargestellt, die einen negativen Widerstand bei sehr hohen Frequenzen besitzen.

DK 621.314

DIFFERENTIALGLEICHUNGEN
INVERTER MIT BRÜCKENSCHALTUNG
TYRISTOREN

Ludu, N. — Die dynamischen Beanspruchungen der Tyristoren beim Inverter mit Brückenschaltung mit Resonanzlast

Е.Е.А. — *Automatica și electronica*, 20, Nr. 4, Dez. 1976, S. 184

Es werden die Beanspruchungen bei di/dt und du/dt der Tyristoren durch die Lösung des Differentialgleichungssystems; das das Ersatzschaltbild charakterisiert, berechnet.

NOTE

188

VERWIRKLICHUNGEN DER RUMÄNISCHEN INDUSTRIE
IAHRESZUSAMMENSTELLUNG UND ALPHABETISCHE
VERZEICHNIS

SUMMARY

CZ 621.385.2

LIMITING EFFECTS
SCHOTTKY PLANAR DIODE
BREAKDOWN VOLTAGE

Rusu, A., Bulucea, C. and Dan, P. Al. : Schottky Planar Diodes Breakdown Voltage

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 157

The work analyses the limiting effects (which limit the breakdown voltage) of the Schottky diodes, paying special attention to the Schottky planar diodes structure.

CZ 621.313.322

WOBBULATED FUNCTION GENERATOR
VOLTAGE FREQUENCY CONVERTER

Stoienescu, A. : Wobulated Function Generator

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 163

The functioning principle is described of a voltage-frequency type converter and the achievement of a wobulated function generator on the basis of this principle

CZ 621.3.012.8

LOGIC CIRCUITS
STATIC CONTACTOR
POWER AMPLIFIER

Ciobanu, M.I. and Lazarovici, C. : Synchronous Control Device.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 167

An electronic device is presented for the synchronous switching used in the study and research work in the contactor producing enterprises.

CZ 621-756.4

COMPUTER ASSISTED DESIGNING
DIGITAL FLUID CIRCUIT
FLUID ELEMENTS

Dumitrache, I. : Computer Assisted Designing of the Digital Fluid Elements and Circuits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 171

Using specialised programs for the analysis and synthesis of the digital fluid elements and circuits, the specific problems for the fluid elements interconnection have been solved.

CZ 621.373.3

OSCILLATORS
SYNCHRONIZATION, STABILITY
MICROWAVES

Tebeanu, T. and Costea, I. : Semiconductor diodes Oscillators Synchronization for Microwaves.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 177

The work analyses aspects of the synchronized oscillators theory (phase-locking) achieved with devices (semiconductors), which show a negative resistance at very high frequencies.

CZ 621 314

THYRISTORS
BRIDGE INVERTER
DIFFERENTIAL EQUATIONS

Ludu, N. : Thyristor Dynamic Stress of the Resonant Load Bridge Inverter

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 184

The thyristor stresses di/dt and du/dt are calculated, solving the differential equations system which characterizes the equivalent circuit.

NOTE 188
ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 190
ANNUAL SUMMARY AND ALPHABETICAL INDEX 195

SOMMAIRE

CD 621.385.2

EFFET DE MARGE
DIODES SCHOTTKY PLANAIRES
TENSIONS DE PERCEMENT

Rusu, A., Bulucea, C. et Dan, P. A. : La tension de percement des diodes Schottky planaires.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 157

L'ouvrage analyse les effets de marge (qui limitent la tension de percement) dans le cas des diodes Schottky, en mettant l'accent sur la structure des diodes Schottky planaire.

CD 621.313.322

GENERATEUR DE FONCTIONS
WOBBULE
CONVERTISSEUR TENSION-FREQUENCE

Stoienescu, A. : Generateur de fonctions wobulé.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 163

On décrit le principe de fonctionnement d'un type de convertisseur tension-fréquence et la réalisation sur cette base d'un générateur de fonctions wobulé.

CD 621.3.012.8

CIRCUITS LOGIQUES
CONTACTEUR STATIQUE
AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Ciobanu, M.I. et Lazarovici, C. : Dispositif de commande synchrone.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 167

On présente un dispositif électronique pour la connexion synchrone des contacteurs électromagnétiques utilisé dans la recherche et l'étude dans les entreprises productrices des contacteurs.

CD 621-756.4

DEVELOPPEMENT ASSISTE PAR CALCULATEUR
LATEUR
CIRCUITS FLUIDIQUES NUMERIQUES
ELEMENTS FLUIDIQUES

Dumitrache, I. : Le développement assisté par calculateur des éléments et des circuits fluidiques numériques.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 171

En utilisant des programmes spécialisés pour l'analyse et la synthèse des éléments et des circuits fluidiques numériques ont été solutionnés les problèmes spécifiques pour l'interconnexion des éléments fluidiques.

CD 621.373.3

OSCILLATEURS
SYNCHRONISATION, STABILITE
MICROONDES

Tebeanu, T. et Costea, I. : Synchronisation des oscillateurs à diodes semiconductrices pour microondes.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 177

L'ouvrage analyse des aspects de la théorie des oscillateurs synchronisés (phase-locking) réalisé avec des dispositifs semiconducteurs, qui présentent une résistance négative à des fréquences très hautes.

CD 621 314

THYRISTORS
INVERSEUR EN PONT
EQUATIONS DIFFERENTIELLES

Ludu, N. : Les sollicitations dynamiques des thyristors de l'inverseur en pont à charge résonante.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 20, nr. 4, dec. 1976, p. 184

On calcule les sollicitations à di/dt et du/dt des thyristors solutionnant des équations différentielles qui caractérisent le schéma équivalent.

NOTES 188
REALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 190
INDEX ALPHABETIQUE 195

Tensiunea de străpungere a diodelor Schottky planare

ADRIAN RUSU, CONSTANTIN BULUCEA și PETRU ALEX. DAN* — București

Introducere

Diodele Schottky (diode bazate pe contactul redresor metal-semiconductor) sînt, din mai multe puncte de vedere, dispozitivele redresoare ideale; ele prezintă, la o construcție relativ simplă, proprietăți electrice remarcabile ca: tensiune directă mică, timp de comutație practic egal cu zero [1] etc. Este însă important de remarcat că, deși au fost cunoscute încă de la sfîrșitul secolului al XIX-lea, diodele Schottky nu au putut fi realizate, practic, la performanțele prezise de teorie decît recent, ca urmare a progreselor tehnologice înregistrate în tehnologia dispozitivelor semiconductoare cu siliciu [2]. Explicația acestei situații constă în numeroasele efecte nedorite care modifică pînă la acoperirea totală caracteristicile esențiale ale dispozitivului și care se pot clasifica după cum urmează:

a. *Efecte fizice care modifică însăși structura și comportarea barierei Schottky.* Dintre acestea, cele mai importante sînt: formarea unui strat de oxid foarte subțire între metal și semiconductor [3], neidealitatea stării suprafeței [4], schimbarea tipului de conductibilitate a semiconductorului la suprafață datorită alierii acestuia cu metalul [5], [6] etc.

b. *Efecte de margine datorate discontinuităților de contur ale electrodului metalic, care provoacă intensificarea locală a cîmpului electric, conducînd la alterarea în mare măsură a comportării ideale (de volum) a dispozitivului.* Acest articol prezintă rezultatele unor cercetări recente ale autorilor, încă neraportate în literatura internațională, în domeniul înțelegerii și caracterizării teoretice a efectelor de margine la diodele Schottky, cu accent deosebit pe diodele Schottky planare.

1. Efecte de margine la diodele Schottky

Structura clasică de diodă Schottky este reprezentată în figura 1, împreună cu distribuția calitativă a cîmpului electric la suprafața semiconductorului (cîmpul electric maxim în regiunea de sarcină spațială din semiconductor, la o distanță dată de la centru). Se observă intensificarea cîmpului electric la marginea electrodului metalic, conform descrierii macro-

scopice dată de ecuația lui Poisson, aplicată structurii de electrozi, sarcini și polarizări reprezentate în figură; teoretic, la o muchie perfectă a electrodului metalic, cîmpul electric tinde spre infinit, însă în realitate curbura acestei muchii este finită, conducînd la valori finite ale cîmpului.

Intensificarea cîmpului electric la marginea structurii, în raport cu zona centrală, determină neidealități ca scăderea tensiunii de străpungere, repartizarea inegală a densității de curent, creșterea factorului de zgomot etc.

Structura de diodă Schottky planară aluminu-siliciu [7] din figura 2 a constituit un

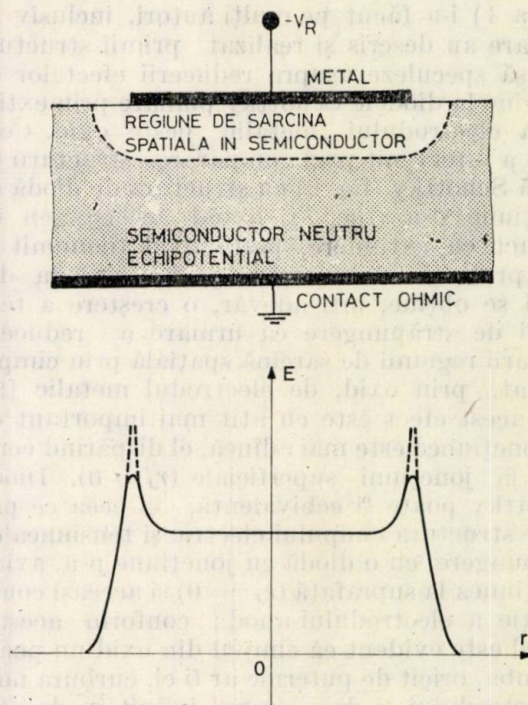


Fig. 1. Structură clasică de diodă Schottky și distribuția calitativă a cîmpului electric la suprafața semiconductorului.

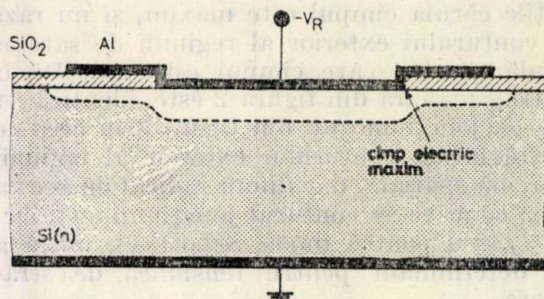


Fig. 2. Diodă Schottky planară aluminu-siliciu.

* Dr. ing. A. Rusu este șef de lucrări la Inst. politehnic — București, dr. ing. C. Bulucea este cercetător științific la ICCE — București, și P. A. Dan este ing. stagiar la IPRS — Băneasa.

progres remarcabil în cadrul eforturilor de a se obține diode Schottky cu caracteristici ideale. Această structură a concentrat asupra ei cea mai semnificativă atenție, datorită aplicabilității și succesului ei în tehnologia circuitelor integrate digitale [2, 8]. Forma conturului

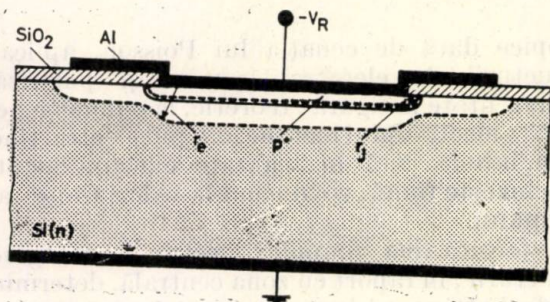


Fig. 3. Diodă cu joncțiune p-n și contact metallic extins peste oxid.

exterior al regiunii de sarcină spațială (cu curbura micșorată față de structura clasică din figura 1) i-a făcut pe mulți autori, inclusiv pe cei care au descris și realizat primii structura [7], să speculeze asupra reducerii efectelor de margine la diodele Schottky planare prin extinderea electrodului metallic peste oxid. Confuzia a intervenit prin compararea structurii de diodă Schottky (fig. 2) cu structura de diodă cu joncțiune p-n (fig. 3), având același gen de contact cu extindere, peste oxid (denumit și „cu protecție de margine”). La aceasta din urmă se obține, într-adevăr, o creștere a tensiunii de străpungere ca urmare a reducerii curburii regiunii de sarcină spațială prin câmpul aplicat, prin oxid, de electrodul metallic [9], însă acest efect este cu atât mai important cu cât joncțiunea este mai adâncă, el dispărând complet la joncțiuni superficiale ($r_j \rightarrow 0$). Dioda Schottky poate fi echivalentă, în ceea ce privește structura câmpului electric și tensiunea de străpungere, cu o diodă cu joncțiune p-n, având joncțiunea la suprafață ($r_j = 0$) și aceeași configurație a electrodului-anod; conform acestui model este evident că câmpul din oxid nu poate schimba, oricât de puternic ar fi el, curbura nulă a electrodului și deci câmpul infinit în dreptul colțului acestuia. Spus în alți termeni, ceea ce determină tensiunea de străpungere este raza r_j a conturului joncțiunii metalurgice, la extremitățile căruia câmpul este maxim, și nu raza r_e a conturului exterior al regiunii de sarcină spațială, pentru care câmpul este nul. Dioda Schottky planară din figura 2 este identică cu dioda cu joncțiune p-n din figura 3 în ceea ce privește forma conturului exterior al regiunii de sarcină spațială, dar diferă radical de acesta în ceea ce privește conturul joncțiunii metalurgice ($r_j \rightarrow 0$ pentru dioda Schottky), adică a celui determinant pentru tensiunea de străpungere.

Tensiunile de străpungere măsurate pe diodele Schottky planare sînt diferite de zero (mai mici întotdeauna decît valorile de volum), ceea ce se explică prin curbura finită a muchiei electrodului metallic, așa cum aceasta rezultă din procesele de fotogravură prin care este obținută. Este de așteptat ca valorile tensiunii de străpungere realizate pe material de aceeași rezistivitate să difere apreciabil de la un lot la altul, în funcție de detalii ale procesului de fotogravare ca natura și concentrația soluțiilor de gravare etc.; acest aspect nu este descris explicit în literatură (deși valorile raportate de diferiți autori diferă considerabil), însă el se constată cu ușurință la cea mai elementară încercare de a realiza diode Schottky cu tensiuni de străpungere reproductibile [10].

Întrucît la diodele Schottky planare reale (cu curbura finită a muchiei electrodului metallic) parametrul geometriei ai structurii (grosime de oxid, dimensiuni de electrozi etc.) influențează valorile tensiunii de străpungere, în continuare se prezintă o analiză numerică, bidimensională a distribuției de potențial/cîmp în aceste dispozitive. Scopul analizei este obținerea unei înțelegeri mai bune a fenomenelor care limitează tensiunea de străpungere și eventual, a unor indicații de proiectare.

2. Modelul matematic folosit în studiul distribuției de potențial/cîmp electric în dioda Schottky planară

Se consideră structura de diodă Schottky planară din figura 4 în care electrodul de gardă legat galvanic la catod are rolul de a preveni fenomenele de instabilitate laterală, datorate conducției pe suprafața exterioară a oxidului [9].

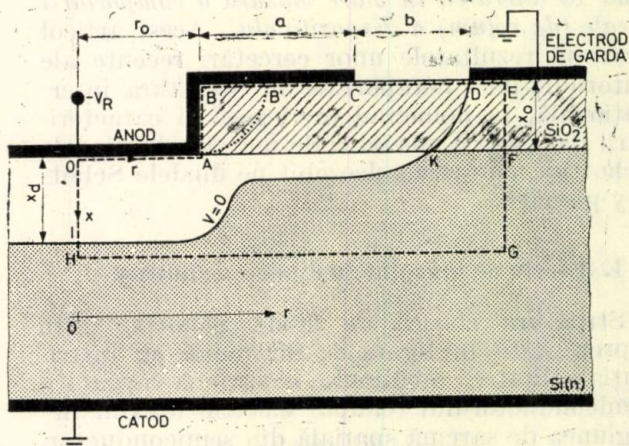


Fig. 4. Geometria secțiunii printr-o diodă Schottky planară.

Distribuția de potențial/cîmp se determină prin integrarea ecuației lui Poisson

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho}{K\epsilon_0}, \quad (1)$$

unde V este potențialul electric;

ρ — densitatea de sarcină electrică;

K — permitivitatea mediului.

Structurile de diode Schottky planare discrete prezintă simetrie cilindrică, ceea ce revine la integrarea ecuației (1) în două dimensiuni, pe conturul $OABCDEFGHIO$ (fig. 4); linia IKD , în interiorul acestui contur, reprezintă echipotențiala $V = 0$.

Integrarea bidimensională a ecuației lui Poisson se face numeric, folosind tehnica relaxării descrisă într-o lucrare recentă a acestui grup [11].

Aplicarea metodelor numerice în cazul structurilor care conțin electrozi metalici cu discontinuități de contur prezintă dificultăți deosebite. În cazul structurii din figura 4 aceste discontinuități sînt muchiile A și C ale electrodului metalic — anod, din care muchia A este cea mai critică, ea aflîndu-se pe linia de cîmp maxim OAK .

Așa cum s-a precizat în secțiunea 1, descrierea macroscopică a cîmpului dată de ecuația lui Poisson conduce la un cîmp electric infinit în dreptul muchiei A a electrodului metalic — anod menționată mai sus; în tratarea bidimensională a problemei, pe baza metodei relaxării aceasta revine la a obține vîrfuri de cîmp electric din ce în ce mai mari în dreptul muchiei A , pe măsură ce se micșorează pasul rețelei de integrare, conform capabilității din ce în ce mai mari a modelului matematic de a descrie muchia perfectă.

Tot în secțiunea 1 s-a arătat că situația de muchie perfectă nu corespunde realității, curbura acestei muchii rezultînd finită din procesele de fotogravare în oxid prin care ea este obținută. Un profil plauzibil al treptei gravate în oxid în condiții normale de procesare planară este reprezentat în figura 4 prin arcu de cerc AB' , avînd raza egală cu grosimea oxidului x_0 .

În calculele numerice făcute în această cercetare s-a considerat conturul ideal $OABCDEFGHIO$ descris cu o rețea de pas $x_0/3$, care aproximează suficient de bine (acoperitor din punctul de vedere al vîrfului de cîmp în dreptul muchiei electrodului) curbura uzuală, avînd raza de ordinul x_0 . În alte cuvinte, deși conturul macroscopic de integrare reprezentat în figura 4 conține colțuri perfecte, sistemul de ecuații folosit în metoda relaxării nu poate modela curburi mai ascuțite decît de rază $x_0/3$ (deoarece, într-o reprezentare matricială cu pas $x_0/3$, este imaterial să se discute despre diferența dintre un colț perfect sau unul rotunjit cu zaza $x_0/3$, ambele fiind modelate identic).

Parametrii principali ai structurii, geometriei și de material, sînt următorii (fig. 4):

x_0 — grosimea oxidului;

r_0 — raza structurii;

a — distanța de extindere a anodului peste oxid;

b — distanța dintre anod și electrodul de gardă;

ρ — rezistivitatea materialului semiconductor (parametru echivalent cu N_B — concentrația de impurități).

Adăugînd la aceștia și tensiunea de polarizare V_R , rezultă un număr mare de mărimi independente. Din dorința de a da o utilizare generală rezultatelor obținute prin calculul numeric, toate dimensiunile geometrice ale structurii au fost specificate în această lucrare ca mărimi normalizate în raport cu lărgimea regiunii de sarcină spațială în zona plană (centrală) a structurii, x_d , dată de relația:

$$x_d = \sqrt{\frac{2 K_s \epsilon_0}{q} \frac{V_R}{N_B}}, \quad (2)$$

unde $K_s \epsilon_0$ este constanta dielectrică a siliciului, iar q este sarcina electronului. De asemenea, parametrii V_R și N_B nu au fost variați independent, ci numai ca raport V_R/N_B , conform modului în care ei determină valoarea parametrului de normalizare x_d . Introducînd în (2) valorile constantelor $K_s \epsilon_0$ și q , aceasta devine:

$$x_d [\mu m] = 1,14 \sqrt{10^{15} \frac{V_R}{N_B} [V cm^3]}. \quad (3)$$

Pentru comoditate de calcul, normalizarea dimensiunilor geometrice, menționată înainte, s-a făcut la $x_d/1,14$ (și nu la x_d), rezultînd următoarele definiții pentru parametrii normalizați:

$$X \equiv \frac{x}{x_d} = \frac{x}{1,14 \sqrt{10^{15} \frac{V_R}{N_B}}}, \quad (4)$$

$$X_0 \equiv \frac{x_0}{x_d} = \frac{x_0}{1,14 \sqrt{10^{15} \frac{V_R}{N_B}}}, \quad (5)$$

$$R \equiv \frac{r}{x_d} = \frac{r}{1,14 \sqrt{10^{15} \frac{V_R}{N_B}}}, \quad (6)$$

$$R_0 \equiv \frac{r_0}{x_d} = \frac{r_0}{1,14 \sqrt{10^{15} \frac{V_R}{N_B}}}, \quad (7)$$

$$A \equiv \frac{a}{x_d} = \frac{a}{1,14 \sqrt{10^{15} \frac{V_R}{N_B}}}, \quad (8)$$

$$B \equiv \frac{b}{x_d} = \frac{b}{1,14 \sqrt{10^{15} \frac{V_R}{N_B}}}, \quad (9)$$

în care parametrul V_R/N_B se exprimă în $V cm^3$.

Cîmpul electric E se normalizează la valoarea cîmpului electric în centrul structurii (în zona plană), E_0 , dat de ecuația [9]:

$$E_0 = \sqrt{\frac{2q}{K_S \epsilon_0} V_R N_B}, \quad (10)$$

fără a defini o notație pentru mărimea normalizată E/E_0 . Ecuațiile de definire a mărimilor de normalizare x_d și E_0 (2) și (10) sînt valabile la polarizări V_R mult mai mari decît diferența internă de potențial $V_{Bi} \approx 0,4 \dots 0,6$ V, condiție îndeplinită cu prisosință în cazul polarizărilor inverse uzuale.

3. Rezultatele calculului numeric

În cele ce urmează se prezintă influențele parametrilor constructivi ai structurii de diodă Schottky din figura 4 asupra distribuției de cîmp electric în semiconductor, la suprafață (de-a lungul liniei de cîmp OAK), așa cum acestea au rezultat din calculul numeric.

3.1. Grosimea oxidului (x_0). Grosimea oxidului, x_0 , descrisă de parametrul normalizat X_0 definit de ecuația (5), este un parametru relativ ușor controlabil tehnologic și care influențează sensibil distribuția de cîmp electric în semiconductor, la suprafață. În figura 5 este reprezentată distribuția cîmpului electric rezultată din calculul numeric pentru o structură, avînd următoarele valori ale parametrilor constanți:

$$\frac{V_R}{N_B} = 10^{-15} \text{ Vcm}^3 \left(\frac{x_d}{1,14} = 1 \mu\text{m} \right),$$

$$R_0 = 2; A = 2; B = 5,$$

și trei valori ale parametrului variat X_0 ,

$$X_0 = 0,10; 0,15; 0,50.$$

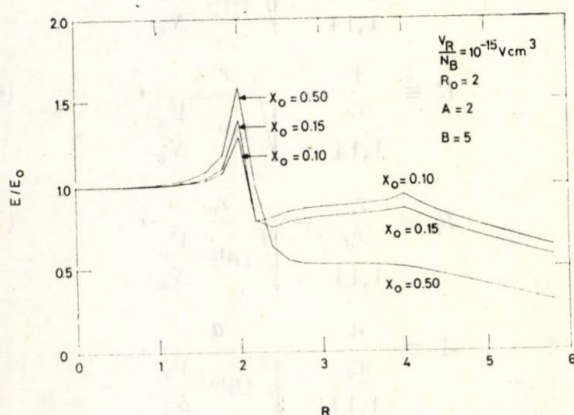


Fig. 5. Distribuția cîmpului electric la o diodă Schottky planară pentru diferite grosimi ale oxidului.

Se observă că pe măsură ce grosimea oxidului scade, maximul principal al cîmpului, din dreptul muchiei A scade, dar crește maximul

secundar, din dreptul muchiei C , tot timpul maximul principal rămînînd mai mare decît cel secundar. Curbele din figura 5 arată că, principal, ar putea să existe o grosime de oxid optimă, la care cele două maxime sînt egale și, în consecință, tensiunea de străpungere este maximă. Calculele au arătat că această posibilitate există,

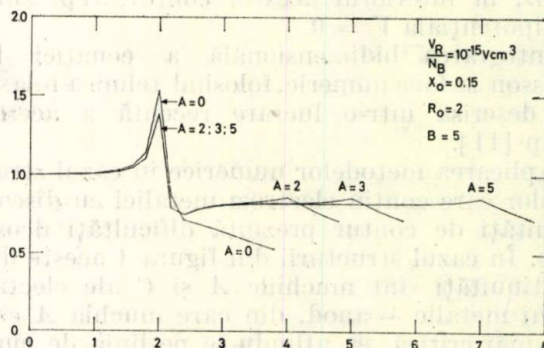


Fig. 6. Distribuția cîmpului electric la o diodă Schottky planară pentru diferite lățimi ale extinderii anodului pentru oxid.

însă la o grosime de oxid de $500 \text{ \AA}$, destul de departe de posibilitățile actuale de control tehnologic, în producție, al acestui parametru.

Este interesant și important să se remarce faptul că, fără să se poată atinge tensiunea de străpungere de volum (ceea ce ar reveni la $E \leq E_0$ pe toată linia OAK), extinderea electrodului metalic peste oxid influențează în sens pozitiv (de creștere) tensiunea de străpungere a dispozitivului, această influență devenind importantă abia la grosimi foarte mici de oxid (sub $0,15 \mu\text{m}$).

3.2. Lățimea extinderii anodului peste oxid (a). În figura 6 este reprezentată distribuția cîmpului electric rezultată din calculul numeric pentru o structură, avînd următoarele valori ale parametrilor constanți:

$$\frac{V_R}{N_B} = 10^{-15} \text{ Vcm}^3 \left(\frac{x_d}{1,14} = 1 \mu\text{m} \right),$$

$$X_0 = 0,15; R_0 = 2; B = 5,$$

și patru valori ale parametrului variat A ,

$$A = 0; 2; 3; 5.$$

Se observă că, pentru $A \geq 2$, maximul principal al cîmpului nu este afectat, iar maximul secundar își schimbă numai poziția.

3.3. Distanța dintre electrozi (b). În figura 7 este reprezentată distribuția cîmpului electric rezultată din calculul numeric pentru o structură avînd următoarele valori ale parametrilor constanți;

$$\frac{V_R}{N_B} = 10^{-15} \text{ Vcm}^3 \left(\frac{x_d}{1,14} = 1 \mu\text{m} \right);$$

$$X_0 = 0,25; R_0 = 2; A = 2,$$

și pentru două valori ale parametrului variat B ,

$$B = 5; 10.$$

Se observă că acest parametru, în limitele uzuale considerate, nu influențează cele două maxime ale cîmpului electric.

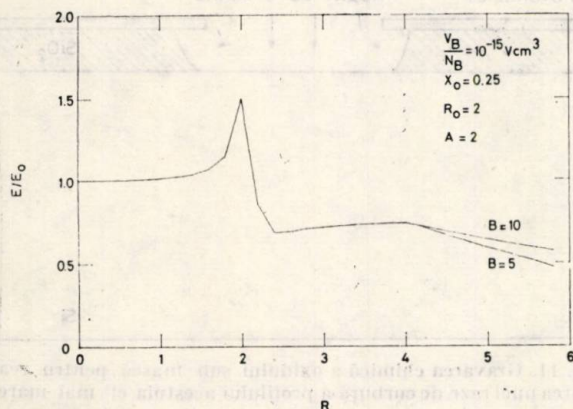


Fig. 7. Distribuția cîmpului electric la o diodă Schottky planară pentru două valori ale distanței dintre anod și electrodul de gardă.

3.4. Concentrația de impurități (N_B). În figura 8 este reprezentată, fără folosirea parametrilor normalizați, distribuția cîmpului electric rezultată din calculul numeric pentru o structură polarizată la $V_R = 50$ V, avînd:

$$x_0 = 0,15 \mu\text{m}; r_0 = 2 \mu\text{m}; a = b = 5 \mu\text{m},$$

și:

$$N_B = 5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}; 5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}.$$

Se observă că maximul principal al cîmpului electric scade odată cu creșterea concentrației

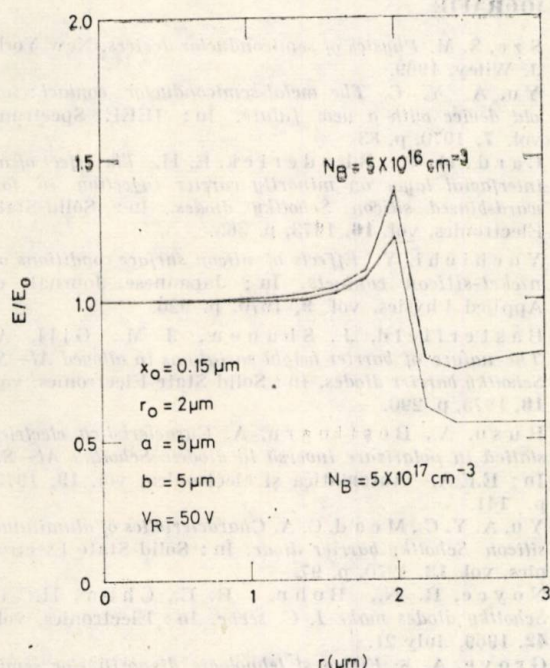


Fig. 8. Distribuția cîmpului electric la o diodă Schottky planară pentru două valori ale concentrației de impurități.

de impurități. Trebuie să se țină seamă însă de faptul că creșterea concentrației de impurități a substratului este limitată superior de considerentele de obținere a efectului redresor la contactul metal-semiconductor [1].

3.5. Profilul oxidului. În figura 9 se prezintă două modele pentru profilul oxidului (discuția asupra efectelor de margine din secțiunea 1). La profilul în trepte din figura 9a prima treaptă în oxid asigură, în mod esențial, protecția, datorită grosimii mici a oxidului. Profilul-rampă din figura 9b a fost analizat numeric, rezultînd curbele din figura 10, calculate pentru:

$$\frac{V_R}{N_B} = 10^{-15} \text{ V cm}^3 \left(\frac{x_d}{1,14} = 1 \mu\text{m} \right);$$

$$X_0 = 0,25; R_0 = 2; A = 2; B = 5,$$

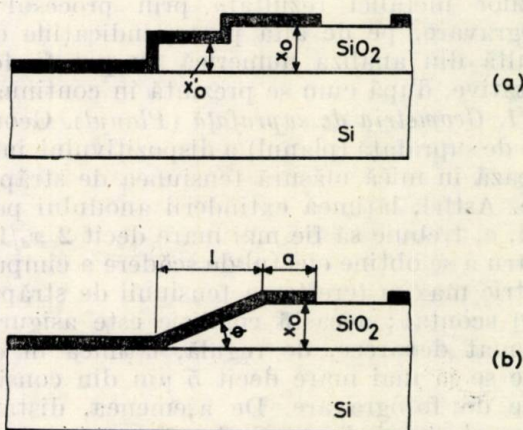


Fig. 9. Modele pentru profilul oxidului:

a — în trepte; b — rampă.

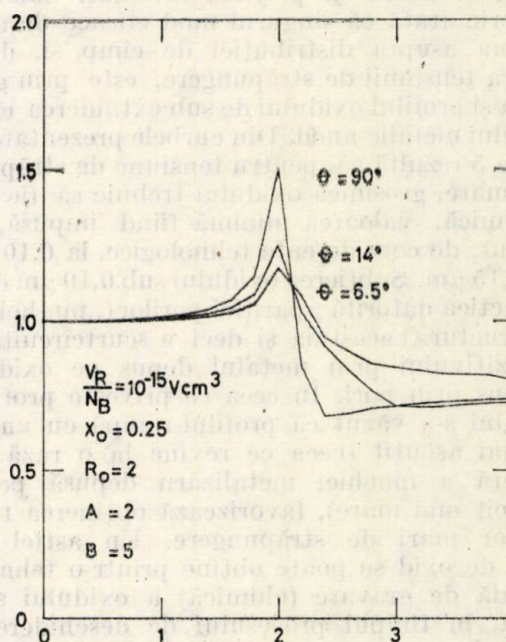


Fig. 10. Distribuția cîmpului electric la o diodă Schottky planară, considerînd un profil-rampă al oxidului, pentru diferite unghiuri ale pantei.

și pentru trei valori ale unghiului pantei,
 $\theta = 90^\circ$ ($l = 0$); 14° ($l = 1 \mu\text{m}$); $6,5^\circ$ ($l = 3 \mu\text{m}$).

Se observă efectul de scădere a vârfului de cîmp (creșterea tensiunii de străpungere), care se obține prin micșorarea unghiului θ .

4. Discuție și concluzii

Calculul numeric, ale cărui rezultate au fost prezentate în secțiunea precedentă, indică mai multe căi prin care se poate acționa pentru creșterea tensiunii de străpungere a diodelor Schottky planare, fără a se putea obține în nici un fel valoarea ideală (de volum) a acesteia. Datorită necunoașterii valorii exacte a cîmpului critic în geometria specifică a dispozitivului în discuție, pe de o parte, și a incertitudinii privind profilul muchiilor electrozilor metalici rezultate prin procesul de fotogravare, pe de altă parte, indicațiile care rezultă din analiza numerică nu pot fi decît calitative, după cum se prezintă în continuare.

4.1. Geometria de suprafață (Planul). Geometria de suprafață (planul) a dispozitivului influențează în mică măsură tensiunea de străpungere. Astfel, lățimea extinderii anodului peste oxid, a , trebuie să fie mai mare decît $2x_a/1,14$ pentru a se obține efectul de scădere a cîmpului electric maxim (creșterea tensiunii de străpungere) scontat; această condiție este asigurată automat deoarece, de regulă, lățimea în discuție se ia mai mare decît $5 \mu\text{m}$ din considerente de fotogravare. De asemenea, distanța dintre electrozi, b , nu influențează tensiunea de străpungere la valorile uzuale de $5 \dots 10 \mu\text{m}$, alese tot din considerente de fotogravare.

4.2. Grosimea și profilul oxidului. Calculul numeric arată că singurul mod eficient de a se acționa asupra distribuției de cîmp și, deci, asupra tensiunii de străpungere, este prin grosimea și profilul oxidului de sub extinderea electrodului metalic-anod. Din curbele prezentate în figura 5 rezultă că, pentru tensiune de străpungere mare, grosimea oxidului trebuie să fie cît mai mică, valoarea minimă fiind impusă, în prezent, de considerente tehnologice, la $0,10 \dots 0,15 \mu\text{m}$. Subțierea oxidului sub $0,10 \mu\text{m}$ este nepractică datorită apariției porilor („pin-hole”) în structura acestuia și deci a scurtcircuitării dispozitivului prin metalul depus pe oxid și pătruns prin pori. În ceea ce privește profilul oxidului s-a văzut că profilul-rampă cu unghi cît mai ascuțit (ceea ce revine la o rază de curbura a muchiei metalizării depusă peste oxid cît mai mare), favorizează obținerea tensiunilor mari de străpungere. Un astfel de profil de oxid se poate obține printr-o tehnică specială de gravare (chimică) a oxidului sub mască, în timpul procesului de deschidere a ferestrei în oxid, conform schiței din figura 11; secretul acestei tehnici constă în prepararea soluției de gravare [10].

Discuția asupra profilului oxidului este deosebit de importantă din punct de vedere practic, deoarece ea arată că ținerea în tensiune a diodelor Schottky planare este întotdeauna limitată de străpungeri de margine (la muchiile elec-

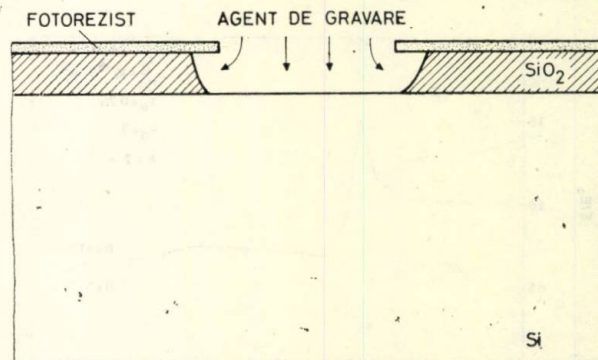


Fig. 11. Gravarea chimică a oxidului sub mască pentru realizarea unei raze de curbura a profilului acestuia cît mai mare.

trozilor metalici); în consecință, tensiunea lor de străpungere este dependentă de procesele de fotogravare și este de natură să devină nereproductibilă (de la un lot la altul), în condiții de procesare planară standard.

Înlăturarea totală a efectelor de margine la diodele Schottky, în general, se poate obține numai prin soluții constructive speciale, dintre care literatura menționează dioda Schottky cu inel de gardă difuzat [12], dioda Schottky izoplanară (LOCOS) [13] și dioda Schottky cu gradient lateral al concentrației de impurități [14, 15].

BIBLIOGRAFIE

- [1] Sze, S. M. *Physics of semiconductor devices*. New York, J. Wiley, 1969.
- [2] Yu, A. Y. C. *The metal-semiconductor contact: an old device with a new future*. În: IEEE Spectrum, vol. 7, 1970, p. 83.
- [3] Card, H. C., Rhoderick, E. H. *The effect of an interfacial layer on minority carrier injection in forward-biased silicon Schottky diodes*. În: Solid-State Electronics, vol. 16, 1973, p. 365.
- [4] Yochichi, Y. *Effects of silicon surface conditions on nickel-silicon contacts*. În: Japanese Journal of Applied Physics, vol. 9, 1970, p. 926.
- [5] Basterfield, J., Shanon, J. M., Gill, A. *The nature of barrier height variations in alloyed Al-Si Schottky barrier diodes*. În: Solid-State Electronics, vol. 18, 1975, p. 290.
- [6] Rusu, A., Boștinăru, A. *Caracteristica electrică statică în polarizare inversă la diodele Schottky Al-Si*. În: E.E.A.—Automatica și electronica, vol. 19, 1975, p. 141.
- [7] Yu, A. Y. C., Mead, C. A. *Characteristics of aluminum-silicon Schottky barrier diode*. În: Solid-State Electronics, vol. 13, 1970, p. 97.
- [8] Noyce, R. N., Bohn, R. E., Chua, H. T. *Schottky diodes make I. C. scene*. În: Electronics, vol. 42, 1969, July 21.
- [9] Grove, A. S. *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductor*. București, Editura tehnică, 1973.
- [10] Postolache, C. Comunicare personală.

- [11] Rusu, A. Bulucea, C. *Numerical calculation of electrical potential in two-dimensional semiconductor structures*. In: Revue Roumaine des Sciences Techniques, serie Electrotechnique et Energetique, vol. 18, 1973, p. 463.
- [12] Zettler, R. A. Cowley, A. M. *P-N junction-Schottky barrier hybrid diode*. In: IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-16, 1969, p. 58.
- [13] Anantha, N. G., Ashar, K. G. *Planar mesa Schottky barrier diode*. In: IBM Journal of Research and Development, vol. 15, 1971, p. 442.
- [14] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic — București, 1975.
- [15] Rusu, A., Bulucea, C. *Enhanced breakdown voltage in planar metal-overlap laterally diffused (MOLD) Schottky diodes*. In: Applied Physics Letters, vol. 27, 1975, p. 620.

CZ 621.313.322

GENERATOR DE FUNCȚII VOBULAT
CONVERTOR TENSIUNE — FRECVENȚĂ

Generator de funcții vobulat

ANDREI STOENESCU* — București

Pe baza principiului unui convertor tensiune-frecvență se poate realiza un generator de funcții vobulat, funcțiile obținute fiind: impulsurile dreptunghiulare, triunghiulare și sinusoidale.

Principiul convertorului tensiune-frecvență

Există numeroase circuite pentru oscilatoare a căror frecvență poate fi controlată prin valoarea unei tensiuni; adeseori însă acestea au scara dinamică limitată. Cu ajutorul convertorului descris în cele ce urmează și a cărui schemă-bloc este prezentată în figura 1, se pot genera cele trei funcții arătate într-o scară dinamică de 1000 : 1.

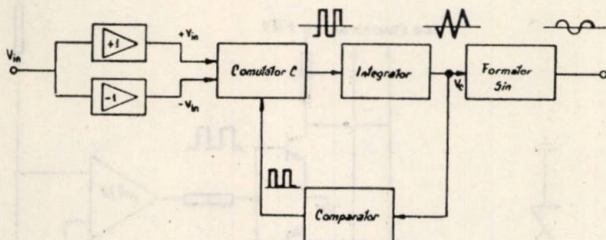


Fig. 1

Formele de undă triunghiulare și dreptunghiulare sînt generate într-un circuit în buclă închisă, constînd dintr-un comutator, integrator și comparator. Tensiunea sinusoidală se obține din cea triunghiulară prin intermediul unui formator realizat cu diode. Limitele de variație a frecvenței sînt determinate de constanta de timp a integratorului.

Tensiunea de intrare V_{IN} care determină frecvența de lucru este repetată cu plus și minus la intrarea comutatorului; acesta comută pe rînd cele două valori $+V_{IN}$ și $-V_{IN}$, obținîndu-se astfel, la ieșire, impulsuri dreptunghiulare. Prin integrarea acestor impulsuri se obțin impulsuri triunghiulare. Comparatorul basculează atunci cînd rampa de tensiune, crescătoare sau descrescătoare, de la ieșirea integratorului atinge valorile limită $+V_M$ sau

$-V_M$. Impulsurile de ieșire din comparator comandă comutatorul, închizîndu-se astfel bucla de oscilație.

Se poate observa că la generarea impulsurilor triunghiulare amplitudinea vîrf-vîrf a acestora este constantă, depinzînd de acuratețea comparatorului și de stabilitatea tensiunilor de referință $+V_M$ și $-V_M$.

Avînd în vedere funcționarea arătată se poate deduce frecvența sistemului oscilant (demonstrația se face în anexa I):

$$f = \frac{V_{IN}}{4V_M \tau}$$

Relația obținută arată că frecvența generată este direct proporțională cu tensiunea de intrare V_{IN} , factorul de proporționalitate fiind dat de constanta de integrare τ și limita de tensiune V_M stabilită pentru bascularea comparatorului.

Tensiunea triunghiulară simetrică, obținută la ieșirea integratorului, este transformată într-o tensiune sinusoidală cu ajutorul unei rețele de formare compusă din diode și rezistențe.

Generatorul de funcții vobulat

Pe baza principiului arătat și urmărîndu-se folosirea exclusivă a unor dispozitive semiconductoare fabricate în țară, s-a realizat prototipul unui generator de funcții vobulat.

Performanțele obținute de acesta sînt următoarele:

— $f = 0,1$ Hz la 100 kHz în trepte de trei decade;

— distorsiuni pentru tensiunea sinusoidală, $\leq 1\%$;

— liniaritatea tensiunii triunghiulare, $\leq 0,5\%$;

— fronturile impulsurilor dreptunghiulare, 80 ns;

— vobulare externă cu rampă de 0 V—10 V.

Formele de undă obținute sînt prezentate în figura 2 a; în figura 2 b se prezintă vobularea formelor de undă, frecvența variînd între 100 Hz și 100 kHz.

* Ing. A. Stoescu lucrează la ICCE — București.

Se va descrie schema generatorului, analizând pe rând fiecare bloc funcțional prezentat în prima parte.

După cum se vede în figura 3, pentru realizarea repetoarelor s-au folosit două circuite

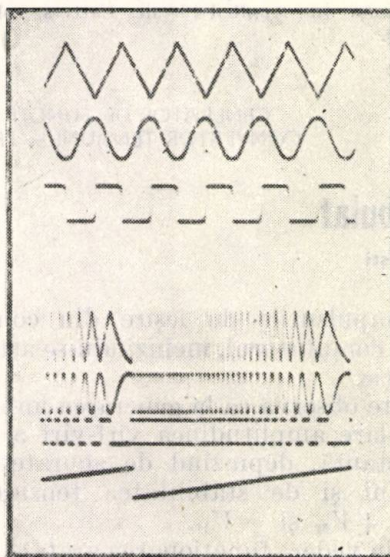


Fig. 2

integrate $\mu A 741$. Avantajul utilizării acestor circuite constă în posibilitatea compensării tensiunii de offset.

Comutarea celor două tensiuni $+V_{IN}$ și $-V_{IN}$ este făcută cu două porți realizate cu tranzistoare de comutație BSX 35 și 2N 709 (fig. 3).

Integratorul folosit are o configurație clasică (fig. 4), utilizând un amplificator operațional

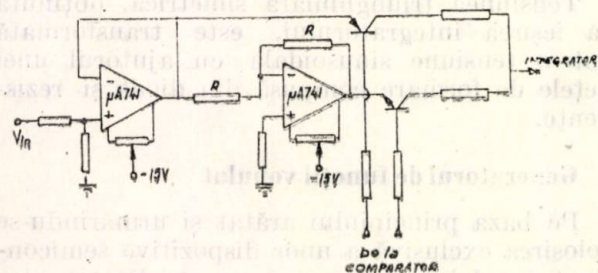


Fig. 3

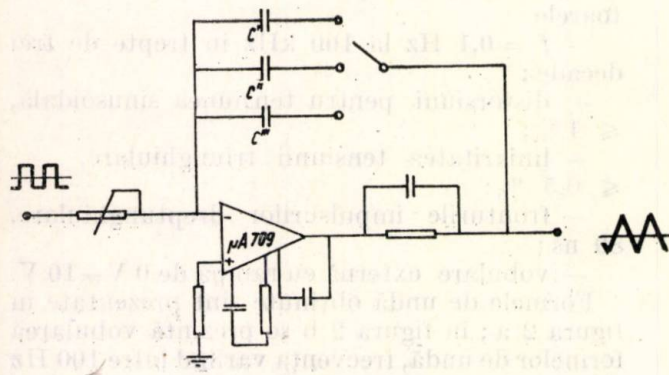


Fig. 4

$\mu A 709$; tensiunea de intrare în integrator o constituie impulsurile dreptunghiulare de la comutator.

Cu o tensiune triunghiulară de $6 V_{r-v}$, obținută la ieșirea integratorului, la frecvența maximă de 100 kHz, vom avea:

$$\frac{dV}{dt} = 1,2, V/\mu s.$$

Curentul de intrare a integratorului va fi:

$$i_c = C \frac{dV}{dt} = 2,4 \text{ mA}, \text{ unde s-a luat } C = 2 \text{ nF}.$$

Pe aceeași scară, la frecvența minimă de 100 Hz, curentul de intrare va fi:

$$i_c = 2,4 \mu A.$$

Pentru a se obține o bună liniaritate a impulsurilor triunghiulare este necesar un curent de polarizare a intrării circuitului integrat, mult mai mic decât curentul de intrare a integratorului, condiție neîndeplinită în cazul circuitului integrat $\mu A 709$. Pentru obținerea unei liniarități bune și la frecvența minimă a scării, este necesară folosirea unei alte scheme pentru integrator.

Pentru detectarea momentului când tensiunea triunghiulară atinge valoarea stabilită

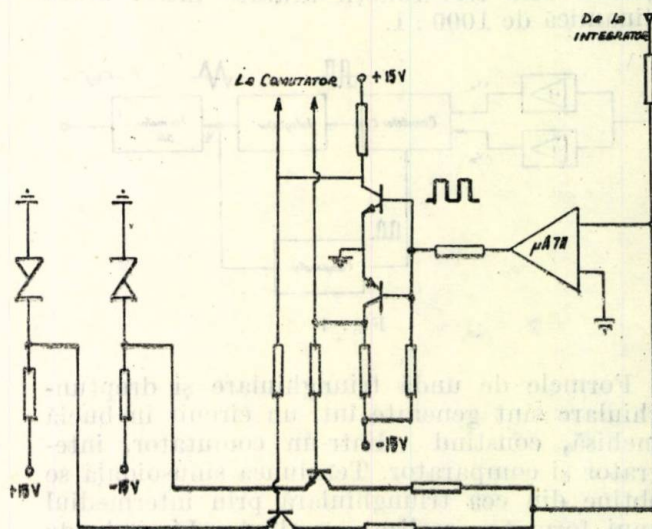


Fig. 5

dinainte $\pm V_M$ se folosește un comparator integrat $\mu A 711$ (fig. 5).

O intrare a comparatorului este pusă la masă, iar pe cealaltă se însumează două tensiuni, și anume: cea de la integrator și o tensiune de referință pozitivă sau negativă, după cum sîntem pe latura descrescătoare și, respectiv, crescătoare a tensiunii triunghiulare. Astfel, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de la intrare, comparatorul va bascula.

Impulsurile de la ieșirea comparatorului comandă comutatoarele pentru tensiunea de

intrare în integrator și pentru tensiunea de referință de la comparator.

Formatorul tensiunii sinusoidale este prezentat în figura 6. Primele trei diode sînt pentru formarea semialternanței negative, iar celelalte trei, pentru formarea semialternanței pozitive.

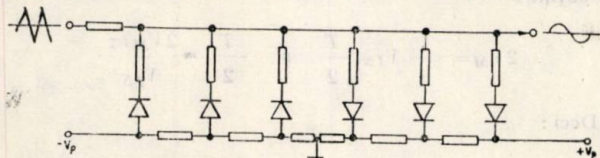


Fig. 6

Se demonstrează că valoarea maximă a sinusoidelor este (anexa II):

$$\tilde{V}_M = \frac{2}{\pi} \hat{V}_M.$$

Caracteristicile diodelor formatorului favorizează racordarea segmentelor care sintetizează sinusoida, reducînd astfel distorsiunile acesteia. Orice variație a caracteristicilor este critică; de aceea, în schema realizată experimental s-au folosit diode de compensare a variației caracteristicii $U-I$ cu temperatura.

Pentru obținerea unei tensiuni sinusoidale cu distorsiuni foarte mici se poate mări numărul de diode ale formatorului, mărindu-se astfel numărul de segmente care sintetizează sinusoida.

Avînd în vedere performanțele ce trebuie obținute cu generatorul de funcții, se pot folosi și alte scheme pentru blocurile funcționale arătate.

Se vor prezenta în continuare variante pentru comutator, integrator și formatorul tensiunii sinusoidale.

Astfel, o variantă mai simplă a comutatorului [1] folosind un singur circuit integrat și un tranzistor FET, este prezentată în figura 7.

În funcție de starea FET-ului — saturat sau blocat — amplificarea montajului este $+1$ sau -1 ; FET-ul poate fi comandat chiar de la intrarea comparatorului prin intermediul unui tranzistor 2N709. Dezavantajul acestui montaj constă în faptul că frecvența de lucru este limi-

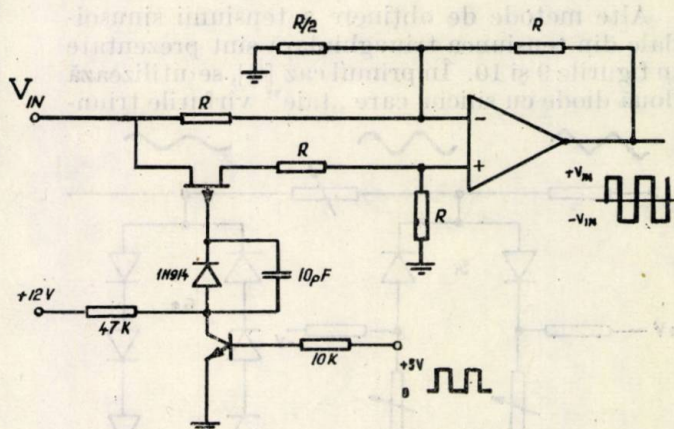


Fig. 7

tată de banda de frecvență a circuitului integrat.

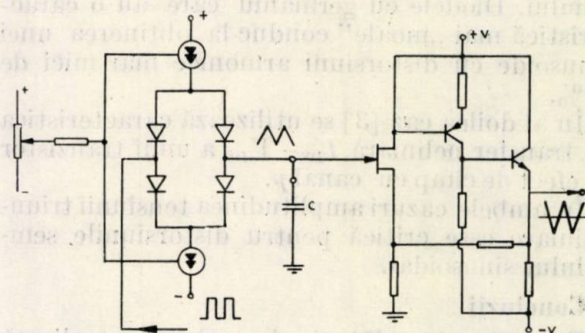


Fig. 8

Pentru creșterea frecvenței generate trebuie folosită pentru integrare o schemă în care un condensator este încărcat de către două generatoare de curent comandate de tensiunea de intrare. În acest caz pentru o bună liniaritate a tensiunilor crescătoare sau descrescătoare, după condensator, este necesar un amplificator tampon cu o impedanță de intrare foarte mare, realizat de obicei cu un tranzistor J-FET. Cu o astfel de schemă (fig. 8) frecvența generată poate ajunge la 5–10 MHz.

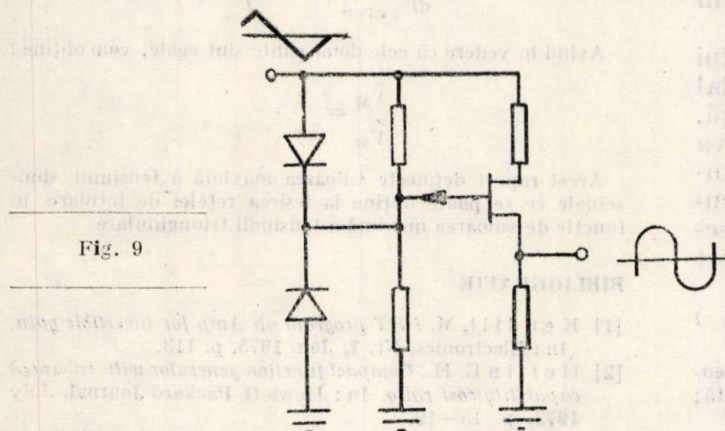
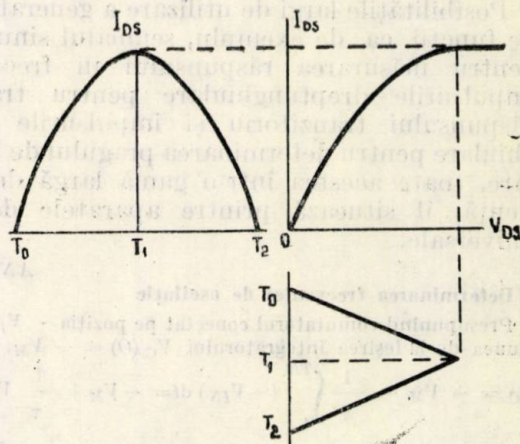


Fig. 9



Alte metode de obținere a tensiunii sinusoidale din tensiunea triunghiulară sint prezentate în figurile 9 și 10. În primul caz [2], se utilizează două diode cu siliciu care „taie” vîrfurile triun-

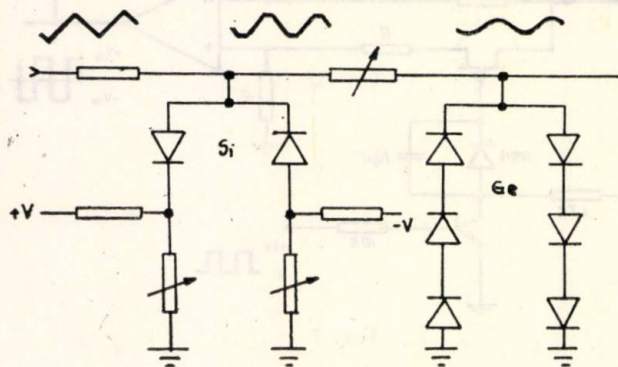


Fig. 10

ghiului. Diodele cu germaniu care au o caracteristică mai „moale” conduc la obținerea unei sinusoidale cu distorsiuni armonice mai mici de 3 %.

În al doilea caz [3] se utilizează caracteristica de transfer neliniară $I_{DS}-V_{DS}$ a unui tranzistor cu efect de câmp cu canal p .

În ambele cazuri amplitudinea tensiunii triunghiulare este critică pentru distorsiunile semnalului sinusoidal.

Concluzii

Prezentarea, alături de schema realizată experimental și a altor variante, a fost făcută pentru a se scoate în evidență posibilitățile de realizare a unor aparate mai complexe cu performanțe mult îmbunătățite. Completarea schemei cu un amplificator de ieșire de bandă largă și un generator de rampă de frecvență joasă, pentru vobulare, va conduce la realizarea unui aparat compact de o deosebită utilitate.

Diversele aplicații ale oscilatoarelor controlate prin tensiune, atât la generarea unor funcții, cât și în sistemele de urmărire în buclă închisă, au dus la integrarea lor pe scară largă. Astfel circuitele 8038 Intersil sau 566 Signetics, de exemplu, sint două oscilatoare controlate prin tensiune, realizate pe un singur cip.

Posibilitățile largi de utilizare a generatorului de funcții, ca, de exemplu, semnalul sinusoidal pentru măsurarea răspunsului în frecvență, impulsurile dreptunghiulare pentru tratarea răspunsului tranzitoriu și impulsurile triunghiulare pentru determinarea pragului de basculare, toate acestea într-o gamă largă de frecvență, îl situează printre aparatele de test universale.

ANEXA 1

Determinarea frecvenței de oscilație

Presupunind comutatorul conectat pe poziția $-V_{IN}$ și tensiunea de la ieșirea integratorului $V_C(0) = -V_M$, rezultă:

$$V_C = -V_M - \frac{1}{\tau} \int_0^{T/2} (-V_{IN}) dt = -V_M + \frac{1}{\tau} V_{IN} \cdot T/2,$$

unde $\tau = RC$ este constanta de timp a integratorului.

Jumătatea de perioadă reprezintă timpul pînă cînd tensiunea V_C atinge valoarea $+V_M$ și cînd comutatorul basculează, deci, făcînd

$$V_C = +V_M,$$

se obține:

$$2V_M = \frac{1}{\tau} V_{IN} \frac{T}{2} \quad \text{și} \quad \frac{T}{2} = \frac{2V_M \cdot \tau}{V_{IN}}.$$

Deci:

$$T = \frac{4V_M \tau}{V_{IN}},$$

sau:

$$f = V_{IN} \frac{1}{4V_M \tau}.$$

ANEXA II

Determinarea amplitudinii maxime a tensiunii sinusoidale

Panta primului segment al unei semialternanțe a sinusoidale sintetizate s-a păstrat aceeași cu cea a tensiunii triunghiulare originale. Pentru o anumită perioadă panta tensiunii triunghiulare este:

$$\frac{d\hat{V}}{dt} = \frac{1}{\tau} V_{IN}.$$

Înlocuind în această relație valoarea tensiunii de intrare determinată anterior, vom obține:

$$\frac{d\hat{V}}{dt} = \frac{4\hat{V}_M}{T}.$$

Tensiunea sinusoidală este:

$$\hat{V} = \hat{V}_M \sin \omega t.$$

Panta tensiunii sinusoidale în punctul de trecere prin zero va fi:

$$\frac{d\hat{V}}{dt} = \hat{V}_M \omega \cos \omega t.$$

Deci:

$$\left. \frac{d\hat{V}}{dt} \right|_{\omega t=0} = \hat{V}_M \frac{2\pi}{T}.$$

Avînd în vedere că cele două pante sint egale, vom obține:

$$\frac{\hat{V}_M}{\hat{V}_M} = \frac{2}{\pi}.$$

Acest raport definește valoarea maximă a tensiunii sinusoidale ce se poate obține la ieșirea rețele de formare, în funcție de valoarea maximă a tensiunii triunghiulare.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Kendall, M. *FET program op Amp for invertible gain*. In: Electronics, Nr. 1, Jan. 1975, p. 113.
- [2] Heflin E. H., *Compact function generator with enhanced capability/cost ratio*. In: Hewlett Packard Journal, July 1973, p. 15-19.
- [3] * * * *Triangle to sine converters*. Signetics Applications Book p. (6) 51.

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE LOGICE
CONTACTOR STATIC
AMPLIFICATOR DE PUTERE

Dispozitiv pentru comandă sincronă

MIRCEA IULIU CIOBANU și CRISTIAN LAZAROVICI* — București

Introducere

Studiile și cercetările îndreptate spre perfecționarea și ameliorarea performanțelor aparatelor de comutație clasică necesită dispozitive de comandă și măsură de înaltă precizie, reclamată, în principal, de punerea corectă în evi-

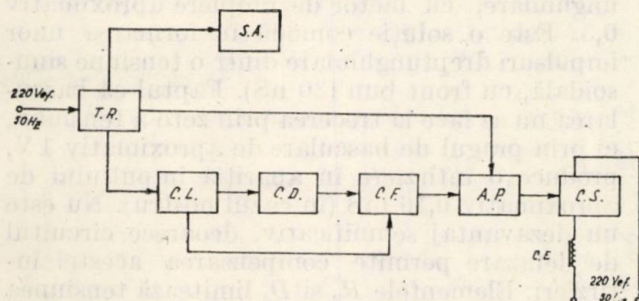


Fig. 1. Schema-bloc a dispozitivului de comandă.

dență a fenomenelor de investigat și de necesitatea unui grad ridicat de reproductibilitate al încercărilor. Utilizarea unor dispozitive electromecanice clasice nu este indicată, datorită constantelor de timp și dispersiilor mari caracteristice lor.

Deosebit de importante pentru ameliorarea performanțelor unor contactoare de curent alternativ, sînt studiul vibrațiilor echipamentului mobil, precum și separarea vibrațiilor contactelor; acest studiu reclamă o determinare experimentală a dinamicii organului mobil în funcție de momentul alimentării bobinei contacto-

rului, moment raționalizat cu trecerea prin zero a tensiunii rețelei.

În virtutea acestor cerințe, autorii au proiectat și construit un dispozitiv pentru comanda sincronă a contactoarelor de curent alternativ cu bobina de excitație alimentată la tensiunea $U_n = 220$ V, 50 Hz și curenții de durată de cel mult 2 A. Reglajul fazei de închidere a circuitului bobinei de excitație se poate face în mod continuu de la 0° la 190° grade electrice față de momentul trecerii prin zero a tensiunii de alimentare. Alimentarea dispozitivului se face din rețeaua în care se află și bobina de excitație a contactorului.

1. Principiul de funcționare

Schema-bloc (fig. 1) adoptată la construcția acestui dispozitiv a fost aleasă în scopul satisfacerii principalelor cerințe: controlul fazei și reproductibilitatea comenzii, cu o precizie de cel puțin un grad electric.

Schema-bloc conține următoarele blocuri funcționale:

- T.R. — transformatorul de rețea;
- S.A. — sursa de alimentare a circuitelor integrate;
- C.L. — circuitele de logică;
- C.D. — circuitul de defazare $0^\circ - 190^\circ$;
- C.F. — circuitul de formare al impulsului de comandă;
- A.P. — amplificatorul de putere;
- C.S. — contactorul static pentru alimentarea bobinei de excitație;
- C.E. — contactorul de curent alternativ.

Transformatorul de rețea (fig. 2) are trei

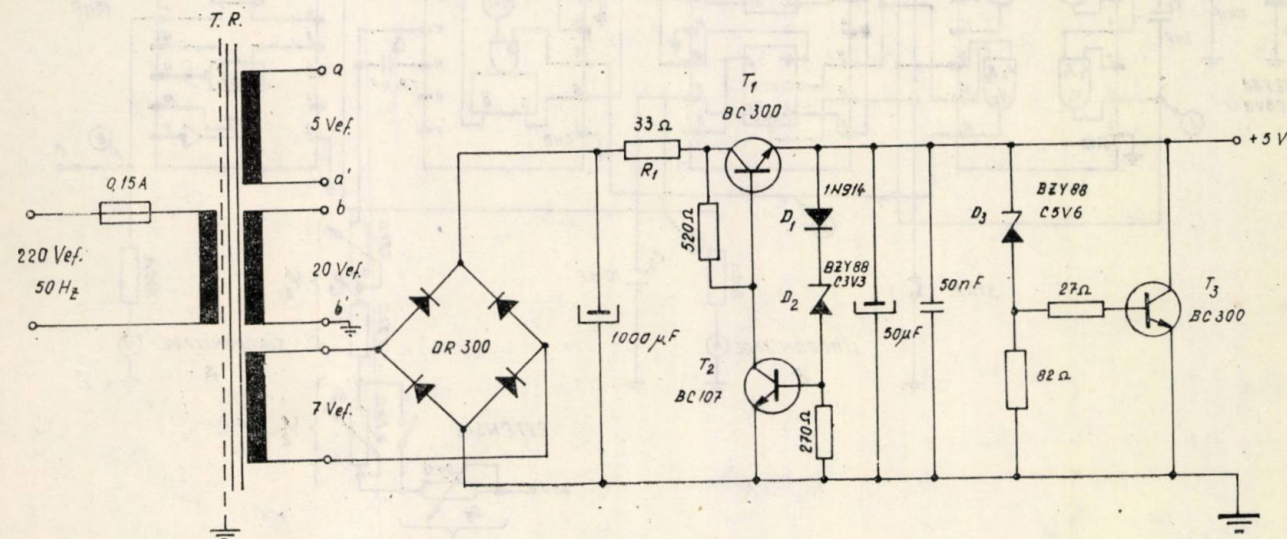


Fig. 2. Transformatorul de rețea și sursa de alimentare stabilizată.

* Ing. M.I. Ciobanu este cercetător la Institutul de fizică atomică, iar ing. C. Lazarovici, asistent la I.P. — București.

Fig. 3. Circuitele de logică.

la nivelul logic 0, ceea ce obligă ieșirile Q ale celor două circuite basculante să rămână și ele la același nivel logic 0. Presupunem că momentul acționării sistemului este $t = t_0$, iar contactul push-butonului „START” rămâne deschis până în momentul $t = t_f$ (fig. 4). Cele două bis-

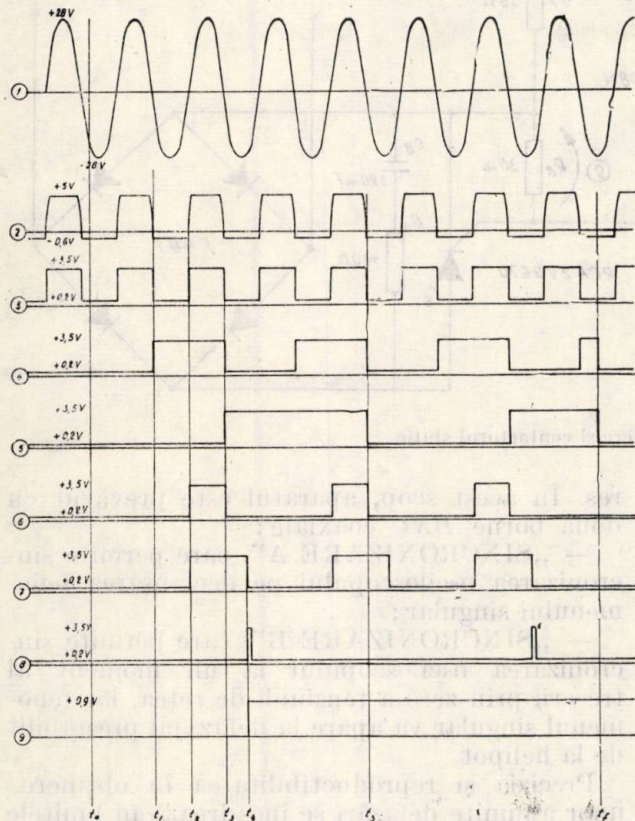


Fig. 4. Formele de undă ale tensiunilor din diferite puncte ale schemei.

tabile sînt inseriate; la ieșirea ultimului bistabil va apare nivelul logic 1 în momentul $t = t_3$.

A doua poartă, are intrările conectate la ieșirile Q_1 a primului bistabil și la ieșirea Y_1 a primei porți; în acest fel la ieșirea ei se obține $Y_2 = Q_1 \cdot Y_1$, semnal folosit la declanșarea circuitului de defazare C.I.3.

Circuitul de defazare C.I.3 este un integrat basculant monostabil de tipul SN 74121, a cărei funcționare este descrisă de tabela de adevăr alăturată, în care timpul t_n este anterior basculării, iar t_{n+1} este timpul imediat comutației.

t_n			t_{n+1}			OUT
A_1	A_2	B	A_1	A_2	B	
0	×	0	0	×	1	1
×	0	0	×	0	1	1
1	1	1	×	0	1	1
1	1	1	0	×	1	1
ORICE ALTĂ COMBINAȚIE						0

Intrările A_1 și A_2 permit declanșarea monostabilului pe front negativ, în timp ce intrarea B permite declanșarea pe front pozitiv (cu condiția ca una din intrările A_1 și A_2 să fie la nivelul logic 0). Durata impulsului la ieșirea monostabilului, depinde de elementele externe de temporizare R_T și C_T după relația:

$$t_p[s] = C_T [F] \cdot R_T [\Omega] \cdot \ln 2, \quad (1)$$

și poate acoperi un domeniu larg între 30 nS și 40 S. Pentru o funcționare optimă din punct de vedere al reproductibilității pulsului de la ieșire, se recomandă ca R_T să fie cuprinsă între 2 și 40 k Ω . Domeniul de interes pentru aplicația noastră fiind $0 \div 190$ grade electrice, echivalent cu $0 \div 10,55$ mS, am ales $C_T = 1,54 \mu F$, iar $R_T = 13,5 + 18,5$ k Ω . Pentru a ușura calibrarea inițială și prestabilirea defazărilor cerute în utilizarea curentă a dispozitivului, s-a despartit R_T în trei grupuri după cum urmează:

— $R_5 = 5$ k Ω , potențiomtru helicoidal avînd 10 ture, cu butonul de acționare pentru 1000 diviziuni, corespunzător la 100 grade electrice;

— $R_4 = 4,7$ k Ω , potențiomtru ajustabil; valoarea sa se reglează pentru a corespunde unei defazări de 90 grade electrice și care se poate introduce sau înlătura cu ajutorul comutatorului basculant „EXTENSIE”;

— grupul R_3 format dintr-o rezistență fixă de 7,2 k Ω și un potențiomtru ajustabil de 2,2 k Ω pentru reglajul defazajului zero.

Deoarece la mărirea factorului de umplere crește jiterul (fluctuația nedorită a duratei pulsului), apare acum cu claritate necesitatea utilizării celei de-a doua porți pentru declanșarea monostabilului SN 74121. În aceste condiții s-a realizat un factor de umplere maxim de 51,5 %.

Durata pulsului de la ieșirea circuitului de defazare în configurația de mai sus, are o liniaritate practic determinată de liniaritatea potențiometrului helicoidal (0,2 %), echivalentă deci cu 0,2 grade electrice.

Frontul negativ al pulsului de la ieșirea circuitului de defazare, declanșează circuitul de formare, alcătuit din integratorul C.I.4.

Circuitul C.I.4. este de tipul SN 74123 și conține două circuite basculante monostabile retrigheabile, cu presetare. S-a utilizat numai o secțiune, pentru obținerea impulsului de atac al contactorului static. Pentru a declanșa pe front negativ, se atacă intrarea A . Atîta timp cît la intrarea „Clear” există nivelul logic 0, ieșirea Q este ținută la nivelul logic 0, iar intrarea A este inhibată. Ieșirea celui de-al doilea bistabil Q_2 este legată la intrarea „Clear” și abia în momentul $t = t_3$ face posibilă acționarea monostabilului; acesta rămîne dezinhbat în așteptarea primului front negativ ce apare în momentul $t = t_4$.

În acest moment la ieșirea circuitului C.I.4. apare un puls ce depinde ca durată de elemen-

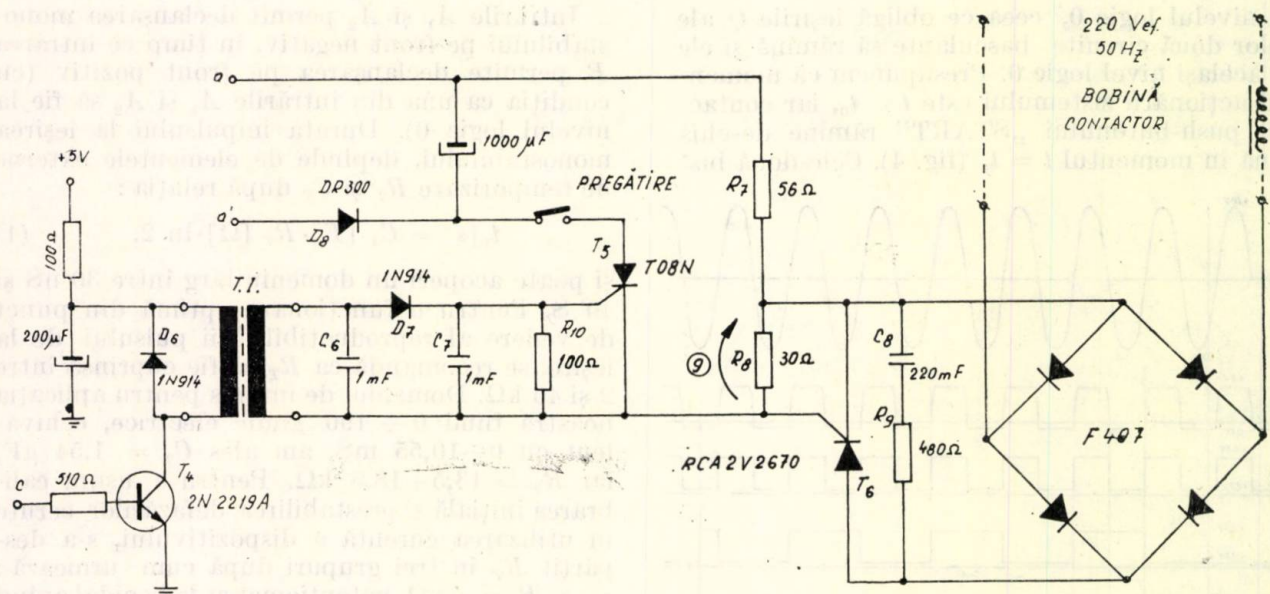


Fig. 5. Amplificatorul de putere și contactorul static.

tele C_5 , R_2 , D_5 , după relația :

$$t_p[\text{ns}] = 0,25 \cdot R_6[\text{k}\Omega] \cdot C_5[\text{pF}] \cdot \left(1 + \frac{0,7}{R_6[\text{k}\Omega]}\right). \quad (2)$$

Alegînd $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ și $C_5 = 15 \text{ nF}$, s-a obținut $t_p = 60 \mu\text{s}$.

Acest puls este aplicat amplificatorului de putere, constituit din tranzistorul T_4 , transformatorul de impuls TI și tiristorul T_5 (fig. 5).

Transformatorul de impuls este necesar pentru a separa galvanic calea de sincronizare de calea de forță. Este construit pe un miez de ferită oală Ø14, tip 3H1 Philips, și are raportul de transformare 1:1 ($n_1 = n_2 = 100$ sp cupru $E_m \approx 0,1$). Condensatoarele C_6 și C_7 folosesc la imunizarea tiristorului T_5 la paraziți, în timp ce dioda D_7 și rezistența R_{10} , permit o declanșare sigură a acestui tiristor (parametrii pulsului aplicat pe grilă fiind tensiunea 1 V, curentul 10 mA și durata 60 μs).

Deschiderea tiristorului T_5 permite închiderea circuitului de alimentare a grilei tiristorului T_6 , care se deschide și rămîne în această stare pînă la acționarea contactului „PREGĂTIRE”. Pentru a declanșa sigur tiristorul T_6 , pulsul treaptă ce i se aplică pe grilă are următorii parametri: tensiune 0,9 V, curent 70 mA, front 2 μs . Grupul C_8 , R_9 are drept scop protejarea tiristorului T_6 la supratensiuni accidentale.

3. Rezultate experimentale . Concluzii

Dispozitivul descris mai sus servește la declanșarea controlată a unor fenomene singulare. De maximă importanță în studierea unor asemenea fenomene este sincronizarea corectă a instalației de urmărire și vizualizare a mărimilor de inte-

res. În acest scop, aparatul este prevăzut cu două borne BNC coaxiale :

— „SINCRONIZARE A”, care permite sincronizarea osciloscopului pe declanșarea fenomenului singular ;

— „SINCRONIZARE B”, care permite sincronizarea osciloscopului la un moment al trecerii prin zero a tensiunii de rețea, iar fenomenul singular va apare la defazajul prestabilit de la helipot.

Precizia și reproductibilitatea în obținerea unor anumite defazări se încadrează în limitele propuse în etapa de proiectare, 1 grad electric. Creșterea preciziei și reproductibilității este limitată, în principal, de următoarele elemente :

— influența variațiilor tensiunii de rețea asupra circuitului de formare C.I.1, care conduce la o valoare fluctuantă a întârzierii apariției impulsului format față de trecerea prin zero a tensiunii ;

— jitterul propriu monostabilului C.I.3, adăugat fluctuației rețelei, provoacă o incerti-

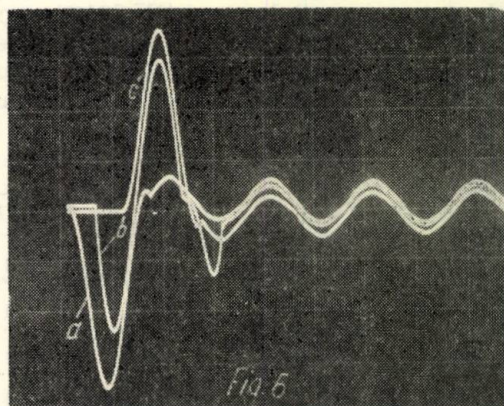


Fig. 6. Curbele curentului de anclanșare la fază variabilă :
a — contactoare la fază 0° ; b — contactoare la fază 90° ; c — contactoare la fază 180° .

tudine în declanșarea tiristorului T_6 de $20\mu s$, adică echivalentul a 0,36 grade electrice;

— neliniaritatea helipotului R_5 .

În figura 6 sînt date curbele curentului de anclanșare a unui contactor TCA de 63 A cu

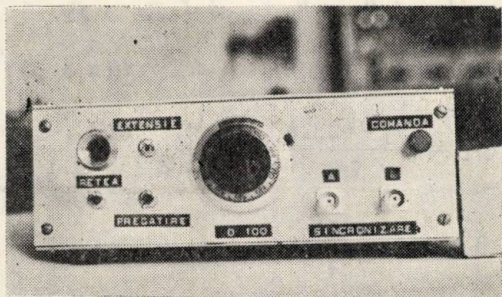


Fig. 7. Aparatul construit.

închiderea circuitului bobinei de excitație la 0,90, 180 grade electrice față de momentul trecerii prin zero a tensiunii rețelei.

Sincronizarea osciloscopului pentru înregistrarea fenomenelor singulare s-a făcut la trecerea prin zero a tensiunii rețelei de la borna „SINCRONIZARE B”.

Dimensiunile reduse ale dispozitivului ($240 \times 200 \times 70$ mm), performanțele ridicate obținute asupra preciziei și reproductibilității încercărilor, precum și imunitatea la paraziți industriali, îl inseriu în clasa aparatelor moderne și garantează o bună siguranță în exploatare. În figura 7 este dată fotografia aparatului construit.

BIBLIOGRAFIE

- [1] * * * Texas Instruments Inc. Designing with TTL integrated circuits. Mc. Graw Hill Comp., 1971.
- [2] * * * Texas Instruments Inc. The integrated circuits catalog for design engineers, 1973.
- [3] P o n e r, I. *Electronică industrială*. București. Ed. didactică și pedagogică, 1972.

CZ 621-759.4

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR
CIRCUITE FLUIDICE NUMERICE
ELEMENTE FLUIDICE

Proiectarea asistată de calculator a elementelor și circuitelor fluidice numerice

ION DUMITRACHE* — București

1. Introducere

Proiectarea unui sistem numeric combinațional sau secvențial cu elemente fluidice implică rezolvarea unor probleme legate de alegerea elementelor ce compun sistemul, respectiv, algoritmul ce trebuie realizat, a unor probleme legate de interconexiunea acestor elemente și evident probleme legate de utilizarea cu eficiență a capacității de comandă a fiecărui element și a intrărilor fiecărui element component al structurii. În general, vorbind de proiectarea optimă a unor structuri logice se vor avea în vedere criterii de performanță de tipul: număr minim de elemente tip, timp de răspuns al sistemului minim, consum de energie minim, siguranță în funcționare maximă în contextul unor restricții determinate de tipul elementelor, fan-in și fan-out al fiecărui element, parametri funcționali specifici (consum de energie, presiune de alimentare, presiune de comandă, timp de răspuns etc.), precum și restricții impuse de interconexiunea elementelor.

Realizarea unui sistem fluidic pe baza unui anumit tip de elemente (de decizie sau de memorie) implică o cunoaștere completă a caracteristicilor funcționale a elementului în

contextul unei sarcini variabile, în funcție de structura în care lucrează. Se impune deci a defini modelul matematic cât mai exact al elementului fluidic pentru a funcționa în anumite condiții de sarcină, menținând un anumit grad de invarianță a performanțelor în raport cu sarcina.

Astfel, pentru un element fluidic se impune a determina performanțele acestuia pentru anumite restricții constructive și funcționale date sau a calcula acea structură geometrico-funcțională care asigură un anumit nivel al performanțelor și gradul de invarianță cerut pentru o anumită plajă de variație a sarcinii acestuia.

Interdependența între diverși parametri, caracterul neliniar al procesului de prelucrare și transmitere a informației, în cadrul unui element fluidic, determină utilizarea unor modele aproximative pentru studiul acestora.

2. Modelul matematic al unui element fluidic funcționând pe principiul atașării jetului

Modelul staționar al unui element fluidic care înglobează atât structura geometrică, cât și cea funcțională permite calculul performanțelor staționare ale acestuia [1, 3].

* Dr. ing. Ion Dumitrache este conferențiar la I.P. — București.

Astfel, pentru un element fluidic (fig. 1) se poate determina o funcțională de forma:

$$G[b_i, l_i, d_i, \alpha_i, R_{as}, D] = 0, \quad (1)$$

care include toți parametrii geometrici ai elementului și o funcțională de forma:

$$F[p_i, Q_i, Re] = 0, \quad (2)$$

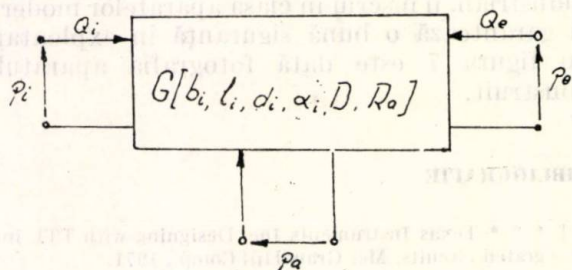


Fig. 1

care include toate presiunile și debitele în diferite secțiuni specifice ale elementului și numărul Reynolds corespunzător, unde:

- b_i reprezintă lățimea canalelor în diferite secțiuni ale elementului fluidic;
- l_i — lungimea canalelor în diferite zone ale elementului;
- d_i — distanțele față de ajutorul de putere (distanța până la virful splitterului, distanța la eșapare etc.);
- α_i — unghiuri de înclinare a pereților elementului;

p_i, Q_i reprezintă presiunile și debitele în diferite secțiuni;
 Re — numărul Reynolds în diferite secțiuni.

Este evident că între cele două funcționale există o interdependență totală, presiunile și debitele în diferite secțiuni ale elementului fiind determinate de valoarea parametrilor constructivi.

Relațiile analitice ce se stabilesc între diferitele mărimi geometrice și funcționale ale unui element fluidic, adoptînd o anumită distribuție de viteză (fig. 2) sînt determinate [1] și au forma:

$$\frac{X_A}{b_a} = \left[\frac{D}{b_a} + \frac{1}{2} \right] \frac{\sin(\alpha + \beta + \theta)}{\cos(\alpha + \beta) - \cos \theta} - \frac{y(x)_1}{b_1 \sin \theta}; \quad (3)$$

$$\frac{R_A}{b_a} = \left[\frac{D}{b_a} + \frac{1}{2} \right] \frac{\cos(\alpha + \beta)}{\cos(\alpha + \beta) - \cos \theta}; \quad (4)$$

$$\frac{p_b}{p_a} = -2 \frac{\cos(\alpha + \beta) - \cos \theta}{\left[\frac{D}{b_a} + \frac{1}{2} \right] \cos(\alpha + \beta)} = -\frac{2}{R_A} \cdot b_a; \quad (5)$$

$$\beta = \frac{1}{2} \frac{b_c}{b_a} \left[\frac{b_a^2}{b_c^2} \cdot \frac{Q_c^2}{Q_a^2} + \frac{p_c}{p_a} - \frac{p_b}{p_a} \right]; \quad (6)$$

$$\frac{Q_c}{Q} = \left[\frac{D}{b_a} + \frac{b_c}{b_a} \tan \alpha \right] \cdot \sqrt{\frac{p_c}{p_a} - \frac{p_b}{p_a}}; \quad (7)$$

$$x_1 = R(\alpha + \beta + \theta); \quad x_2 = R(\alpha + \beta); \quad (8)$$

$$y(x_1) = \frac{x_1 + 2,6 b_a}{7,8} \operatorname{arcth} \sqrt{\frac{b_a}{0,4 x_1 + b_a}}; \quad (9)$$

$$\theta = \arccos \frac{1}{4} [3(t_1 + t_2) - (t_1^3 + t_2^3)]; \quad (10)$$

$$t_1 = \operatorname{th} \frac{7,8 Y(x_1)}{x_1 + 2,6 b_a}; \quad t_2 = \operatorname{th} \frac{7,9 Y(x_2)}{x_2 + 2,6 b_a}. \quad (11)$$

Rezolvarea acestor relații permite stabilirea unei anumite structuri de element cu o geometrie dată pentru anumite caracteristici funcționale legate de sursa de energie a elementului și sursa de comandă.

O proiectare optimală a elementului impune evidențierea unei funcționale ce înglobează toate performanțele elementului, a cărui formă este:

$$P(C_{rp}, C_{rq}, K_p, K_q, n_e; n_i) = 0, \quad (12)$$

performanțe care, de asemenea, sînt interdependente și sensibil influențate de structura elementului, cit și parametrii funcționali ai acestuia. Performanțele incluse în această funcțională au semnificația:

- C_{rp}, C_{rq} sînt coeficienți de recuperare în presiune și în debit;
- K_p, K_q — factori de amplificare în presiune și în debit;
- n_i, n_e — fan-in și fan-out al elementului.

Relațiile de legătură între aceste performanțe și parametrii elementului pentru regimul staționar în condițiile în care se iau în considerare

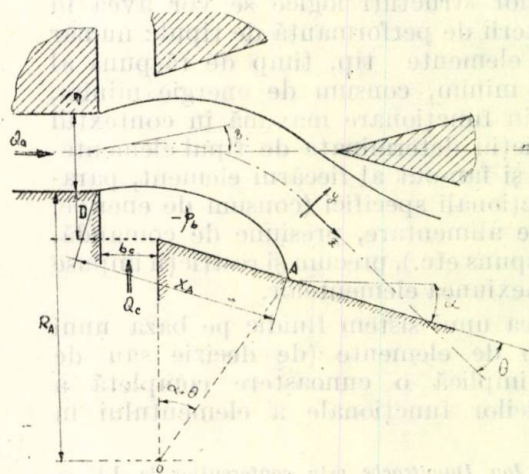


Fig. 2

[5]. Ecuația de continuitate aplicată în volumul de control (fig. 5) se scrie sub forma :

$$Q_t = Q_c + Q_r - Q_{an}. \quad (19)$$

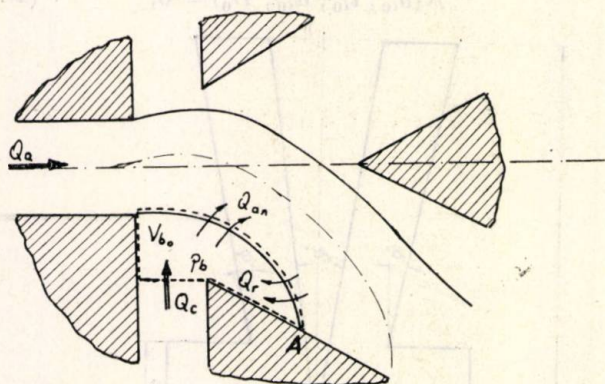


Fig. 5

sau pentru un proces politropic de transformare admis în cadrul modificării volumului bulei de separație :

$$Q_t = \gamma_0 \left[\frac{p_b}{p_{b0}} \right]^{1/n} \cdot \frac{dv_b}{dt} + \frac{v_{b0}}{p_{b0}} \cdot \frac{\gamma_0}{n} \left[\frac{p_b}{p_{b0}} \right]^n \cdot \frac{dp_b}{dt}, \quad (20)$$

unde Q_t reprezintă debitul tranzitoriu introdus în bula de separație care asigură comutarea jetului de fluid.

Pentru cazul în care se admite o dependență liniară între variația volumului bulei și variația presiunii în bulă în procesul de comandă (Q_c) și debitele de antrenare și de retur sînt, de asemenea, determinate liniar de presiunea în bulă, se obține pentru procesul de comutare ecuația [1, 4, 5] :

$$T_{a1} \frac{dp_b}{dt} + p_b = K_{a1} p_c + K, \quad (21)$$

sau :

$$T_{a2} \frac{dp_b}{dt} + p_b = K_{a2} Q_c, \quad (22)$$

unde :

$$T_{a1} = \frac{K_v}{C_1 + \gamma_2 - \gamma_1}; \quad K_{a1} = \frac{C_1}{C_1 + \gamma_2 - \gamma_1};$$

$$K_1 = \frac{C_0}{C_1 + \gamma_2 - \gamma_1};$$

$$T_{a2} = \frac{K_v}{\gamma_2 - \gamma_1}; \quad K_{a2} = \frac{1}{\gamma_2 - \gamma_1}. \quad (23)$$

Constantele K_v , C_1 , γ_i se determină din caracteristicile statice ale elementului.

Similar, se determină pentru procesul de deviere întîrzierea pură ce apare în acest proces și dinamica atașării, caracterizată prin constanta de timp proprie acestui proces.

Timpul de răspuns determinat prin însumarea componentelor determinate de întîrzierea, în procesul de desprindere, întîrziere determinată de devierea jetului și întîrzierea legată de atașare se calculează cu relația [1,6] :

$$t_r = T_d \ln \frac{K_a Q_{cp}}{p_{cp} - K_a Q_{cp}} + \frac{2 ds}{\sqrt{v_m^2 + v_v^2}} \cdot \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \beta + T_a \ln \frac{K_a Q_{ac}}{p_a - K_a Q_{ac}}. \quad (24)$$

Relația (24) evidențiază influența diversilor parametrii constructivi și funcționali ai elementului asupra timpului de răspuns. De menționat, dependența sensibilă a timpului de răspuns de presiunea de alimentare a elementului.

Rezultate asemănătoare au fost obținute pe baza analizei în frecvență a elementelor fluidice [5].

Pentru calculul timpului de desprindere considerăm că variația volumului bulei este dată de relația :

$$\Delta V_b = V_{bc} - V_{b0}, \quad (25)$$

sau folosind notațiile din figura 6.

$$V_{b0} = \frac{1}{2} R^2 (\alpha + \theta) + \frac{1}{2} [D - b_c \operatorname{tg} \alpha] \cdot [b_c + R \sin(\alpha + \theta)]; \quad (26)$$

$$V_{bc} = \frac{1}{2} R^2 (\alpha + \beta + \theta) + \frac{1}{2} [D - b_{bc} \operatorname{tg} \alpha] \cdot [b_c + R(\sin \beta + \sin(\alpha + \theta))]. \quad (27)$$

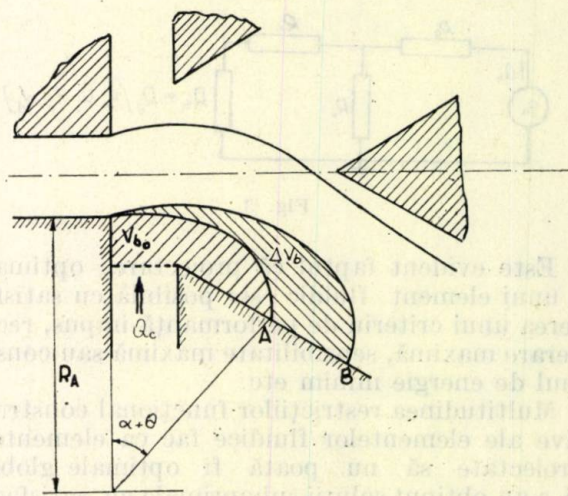


Fig. 6

Volumul V_{bc} fiind considerat volumul la care are loc desprinderea jetului — punctul de atașare ajunge din A în B.

Relațiile de calcul ale volumului și, respectiv, a timpilor T_d , τ și T_a evidențiază o dependență a timpului de răspuns de geometria elementului

de V_{b0} , de presiunea de alimentare θ și de nivelul semnalului de comandă.

Astfel, se poate asocia dinamicii elementului o funcțională:

$$D[\alpha, b_i, D, p_c, p_a] = 0,$$

a cărei cunoaștere va permite o analiză a comportării elementului în procesul de comutare.

Modelul matematic complet al unui element fluidic, evident, este definit prin intermediul funcționalelor, care rezolvate în contextul unor restricții tehnologice și funcționale asigură satisfacerea unui anumit criteriu de performanță.

Pentru proiectarea unui element fluidic de decizie și un element de memorie au fost elaborați algoritmi descriși prin subrutinele BISTAB (fig. 7) și AMON (fig. 8).

Algoritmii descriși de aceste subrutine permit mai întâi o estimare a performanțelor pentru o geometrie dată și un anumit domeniu de variație al presiunii de alimentare, după care se trece la alegerea acelei geometrii, care asigură criteriul de performanță impus.

Programul privind proiectarea elementului, în raport cu un criteriu de performanță, necesită mai întâi evaluarea modelului:

$$R_j = f_j(p_j, Q_j, l_j, d_j), \quad (28)$$

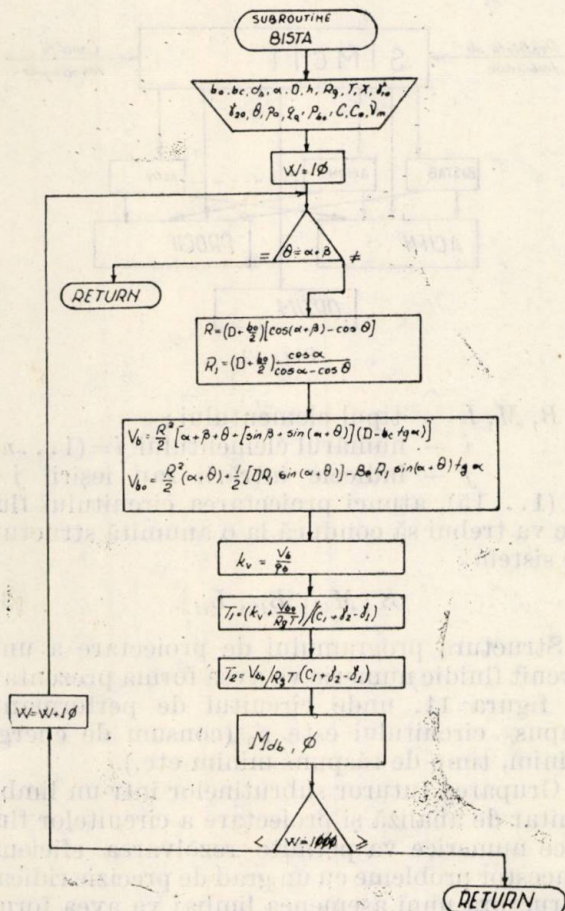


Fig. 7

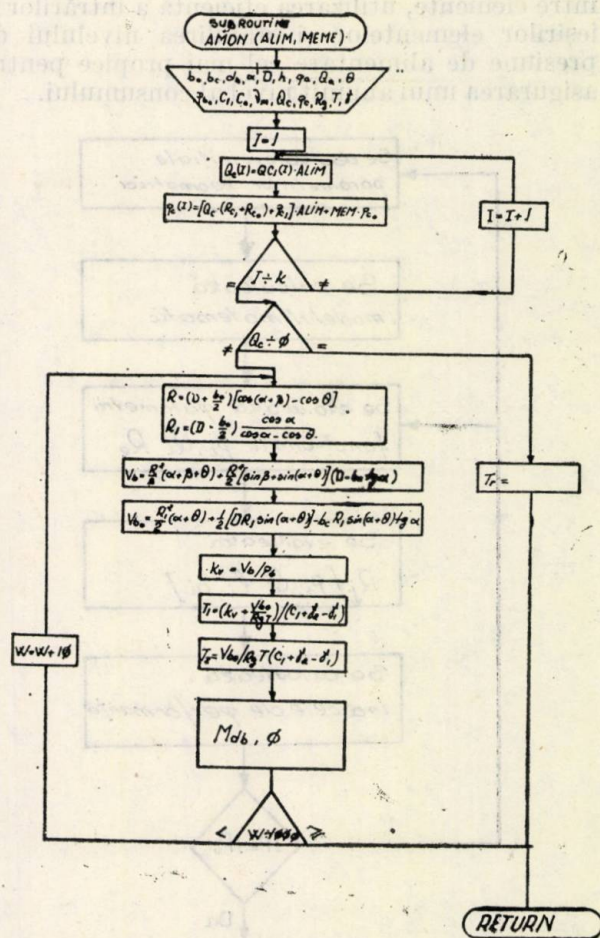


Fig. 8

pentru fiecare element ce intervine în criteriul de performanță. Spre exemplu, recuperarea în presiune se scrie:

$$C_{rp} = C[l_a, b_a, p_a, Q_a, l_e, b_e, Q_{ev}, p_e, Q_e, l_a, b_r], \quad (29)$$

ceea ce implică realizarea unei anumite structuri rezistive pentru element, astfel încât să se asigure recuperarea dorită. Algoritmul este descris în figura 9. În mod similar se pot calcula și pentru alți indici de performanță așa cum se arată în figura 10.

3. Proiectarea circuitelor fluidice numerice

Pentru proiectarea circuitului pornim de la ideea cunoașterii modelului fiecărui element, cunoașterii funcției obiectiv și restricțiile privind gradul de fiabilitate, consumul de energie etc.

În cazul în care se dă un anumit element tip ce trebuie utilizat, prin proiectarea circuitului vom înțelege stabilirea interconexiunii optime

între elemente, utilizarea eficientă a intrărilor și ieșirilor elementelor și stabilirea nivelului de presiune de alimentare cel mai propice pentru asigurarea unui anumit nivel al consumului.

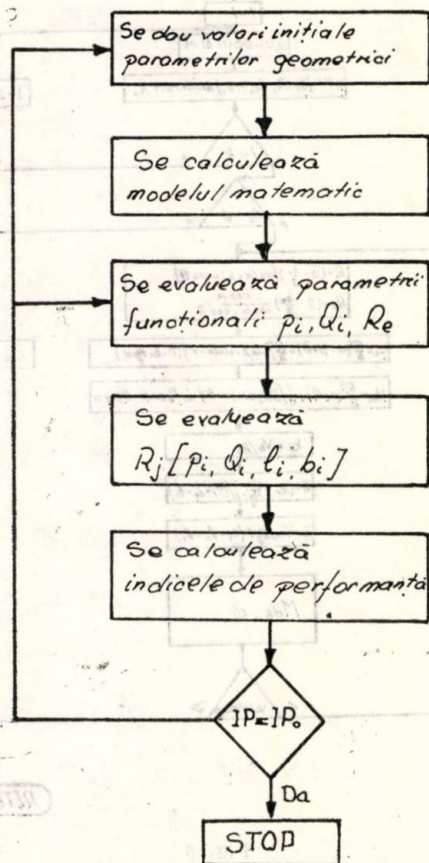


Fig. 9

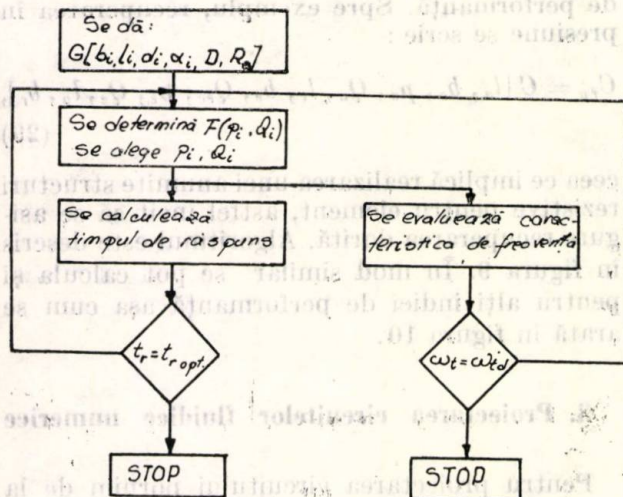


Fig. 10

Dacă adoptăm un model pentru linie [7]:

$$L_{ij}(p_1, Q_1, p_2, Q_2, \Gamma, Z_c), \quad (30)$$

un model M_{ij} și B_{ij} pentru monostabil și bistabil, unde se notează:

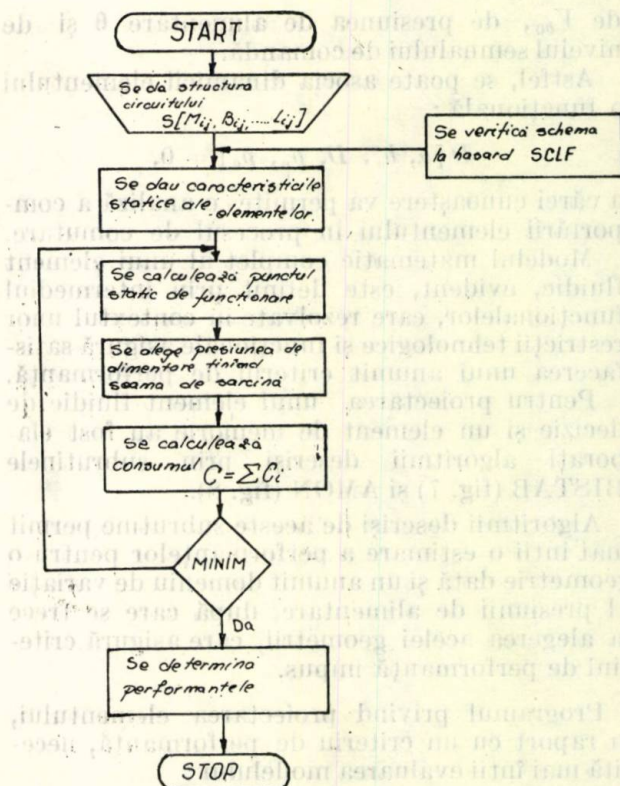


Fig. 11

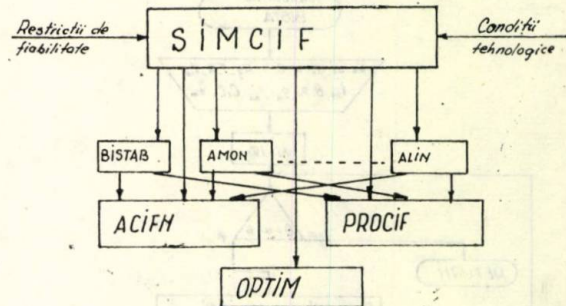


Fig. 12

B, M, L — tipul elementului;
 i — numărul elementului $i = (1 \dots n)$;
 j — indicele intrării sau ieșirii $j = (1 \dots 15)$, atunci proiectarea circuitului fluidic va trebui să conducă la o anumită structură de sistem:

$$S[M_{ij}, B_{ij}, L_{ij}]. \quad (31)$$

Structura programului de proiectare a unui circuit fluidic numeric va avea forma prezentată în figura 11, unde circuitul de performanță impus circuitului este p_0 (consum de energie minim, timp de răspuns minim etc.).

Gruparea tuturor subrutinelor într-un limbaj unitar de analiză și proiectare a circuitelor fluidice numerice va permite rezolvarea eficientă a acestor probleme cu un grad de precizie ridicat. Structura unui asemenea limbaj va avea forma dată în figura 12.

Proiectarea și analiza circuitelor fluidice numerice asistată de calculator permite rezolvarea problemelor complexe legate de interconexiune, de adaptare a elementelor și de încărcare uniformă a acestora. Organizarea tuturor subrutinelor într-un limbaj general de simulare a circuitelor fluidice permite rezolvarea eficientă și precisă a tuturor problemelor de analiză și sinteză a circuitelor fluidice.

4. Concluzii

Numărul mare de parametri constructivi și funcționali ce caracterizează elementele fluidice, problemele specifice curgerii gazelor prin secțiuni variabile, fac modelul matematic al acestor elemente să fie dificil de rezolvat prin metode convenționale. Utilizarea unor programe specializate pentru analiza și sinteza elementelor și circuitelor fluidice numerice a permis obținerea unor elemente cu performanțe staționare și

tranzitorii satisfăcătoare. Problemele specifice interconexiunii elementelor fluidice au fost rezolvate prin utilizarea unor modele corespunzătoare pentru liniile fluidice.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Dumitrache, I. *Contribuții la analiza și sinteza elementelor și circuitelor fluidice numerice*. Teză de doctorat, 1970.
- [2] Zissos, Z., Grant, I. *Design algorithms for fluidic circuits*. 2-nd Symposium on Fluidics, Prague, 1971.
- [3] Zapalowicz, I., Metwizysyn, T. *A method of modelling the phenomena occurring in fluidic elements*. IV-th International fluidic Conference, Varna.
- [4] Andreev, A. B., Treskunov, S. L. *Analysis of switching time of the fluidic relay with Coandă-effect*. IV-th International fluidics Conference, Varna, october, 1972.
- [5] Dumitrache, I. *Some aspects on the dynamics of numerical fluidic circuits*. O.S.U., 1971.
- [6] Dumitrache, I. *An algorithm for optimum design of digital fluidic systems*. V-th International fluidics Conference, Budapesta, 1974.
- [7] Reid, K. *Dynamic models of fluid transmission lines*. Proceedings of the Symposium on fluidics, 1969.

CZ 621.373.3

OSCILATOARE
SINCRONIZARE, STABILITATE
MICROUNDE

Sincronizarea oscilatoarelor cu diode semiconductoare pentru microunde

TEODOR TEBEANU și ION COSTEA * — București

În lucrare se prezintă aspecte ale teoriei oscilatoarelor sincronizate (phase-locking), realizate cu dispozitive (semiconductoare) care prezintă rezistență negativă la frecvențe foarte înalte.

De asemenea, se descrie un oscilator cu linie coaxială realizat cu diode IMPATT.

1. Introducere

Teoria sincronizării oscilatoarelor a fost inițiată de Van der Pol [1]. Această teorie a fost dezvoltată în lucrările lui : Krylov și Bogoliubov Adler, Huntoon și Weiss, Loeb, Blaquièr Slater [2]. Aplicarea teoriei lui Van der Pol este eficientă în cazul dispozitivelor cu rezistență negativă pe caracteristica statică ($i-v$), modelată de ecuația $i = -av + bv^3$ (a, b fiind constante pozitive).

Kurokava găsește [2] condiții analitice de stabilitate ale unui generator de microunde, ținând seamă de prezența semnalului de sincronizare injectat în circuitul dispozitivului și de zgometul intrinsec al dispozitivului. Problemele legate de sincronizarea unui oscilator constituie un subiect important de studiu. Cu ajutorul unui semnal potrivit de sincronizare se micșorează zgometul MF și MA, crește stabili-

tatea frecvenței ; se pot realiza circuite cu funcții noi : limitator de amplitudine, detector de semnal MP sau MF.

Un oscilator cu phase-locking poate fi considerat ca un amplificator. Dacă semnalul de phase-locking este modulat, atunci oscilatorul sincronizat constituie în anumite condiții un amplificator de semnal.

2. Oscilatorul sincronizat ; condiția de stabilitate

Așa cum s-a arătat [3], notăm cu c o mărime electrică (curent, tensiune) și cu c^* mărimea complementară acesteia (tensiune, curent). În general, semnalul de sincronizare (phase-locking) are o natură complementară cu $c(c^*)$.

În circuitul generatorului se poate scrie :

$$[\psi_s(\omega) + j\chi_s(\omega) - \psi_D(\omega, c) + j\chi_D(\omega, c)] c_{(t)} \in j^{\varphi} = C^*, \quad (2.1)$$

unde imitanța liniară a circuitului $I_s(\omega)$ și cea neliniară a dispozitivului $I_D(\omega, c)$ au expresiile :

$$I_s(\omega) = \psi_s(\omega) + j\chi_s(\omega) ; I_D(\omega, c) = -\psi_D(\omega, c) + j\chi_D(\omega, c). \quad (2.2)$$

* Ing. T. Tebeanu și ing. I. Costea sînt asistenți la I.P.-Buc.

Folosind notațiile ψ_T , χ_T , rezultă :

$$\psi_T + j\chi_T = \frac{C^*}{C(t)} e^{-j\varphi(t)},$$

unde $\varphi(t)$ este defazajul între mărimile c și c^*

$$(\varphi_c - \varphi_c^*); \psi_T = \psi_s(\omega) - \psi_D(\omega, c); \chi_T = \chi_s(\omega) + \chi_D(\omega, c).$$

În cazul unui oscilator stabil, C și φ nu variază în timp (au valorile : C_i , φ_i) :

$$\chi_T = \frac{C^*}{C_i} \cos \varphi_i; \quad (2.3)$$

$$\chi_T = -\frac{C^*}{C_i} \sin \varphi_i,$$

sau :

$$C_i^2(\psi_T^2 + \chi_T^2) = C^{*2}. \quad (2.4)$$

Se presupune că C_i și ψ_i suferă creșteri pozitive ΔC și respectiv $\Delta \varphi$, dar foarte mici față de valorile staționare. Urmărind variația în timp a acestor creșteri, se poate aprecia stabilitatea sistemului. Ținând seamă de relațiile :

$$\cos(\varphi_i + \Delta \varphi) \simeq \cos \varphi_i - \Delta \varphi \sin \varphi_i; \quad (2.5)$$

$$\sin(\varphi_i + \Delta \varphi) \simeq \sin \varphi_i + \Delta \varphi \cos \varphi_i,$$

și pornind de la ecuația (2.1), folosind operatorul complex $j\Omega$ [3], relațiile (2.3) și dezvoltarea în serie a imitanțelor I_s , I_D [3], se obține :

$$\begin{aligned} & \frac{1}{C_i} \frac{d\Delta C}{dt} \cdot \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} - \frac{\partial \psi_D}{\partial C} \Delta C + \frac{d\Delta \varphi}{dt} \cdot \frac{\partial \psi_T}{\partial \omega} - \\ & - \Delta \varphi \cdot \chi_T + \Delta C \cdot \frac{\psi_T}{C_i} = 0; \\ & - \frac{1}{C_i} \frac{d\Delta C}{dt} \cdot \frac{\partial \psi_T}{\partial \omega} + \frac{\partial \chi_D}{\partial c} \Delta C + \frac{d\Delta \varphi}{dt} \cdot \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} + \\ & + \Delta \varphi \cdot \psi_T + \frac{\Delta C}{C_i} \chi_T = 0. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Deoarece la momentul inițial ΔC , $\Delta \varphi$ sînt nule, prin aplicarea transformatei Laplace în relațiile (2.6), se obțin ecuațiile :

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1}{C_i} s \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} - \frac{\partial \psi_D}{\partial C} + \frac{\psi_T}{C_i} \right) \Delta C + \\ & + \left(s \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} - \chi_T \right) \Delta \varphi = 0; \\ & - \frac{1}{C_i} s \frac{\partial \psi_T}{\partial \omega} + \frac{\partial \chi_D}{\partial C} + \frac{\chi_T}{C_i} \Delta C + \\ & + s \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} + \psi_T \Delta \varphi = 0. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Stabilitatea sistemului descris de ecuațiile (2.7) este asigurată dacă zerourile determinantului asociat au partea reală negativă. Condițiile de stabilitate sînt următoarele :

$$\frac{2}{C_i} \left(\psi_T \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} - \chi_T \frac{\partial \psi_T}{\partial \omega} \right) - \left(\frac{\partial \psi_D}{\partial C} \cdot \frac{\partial \chi_T}{\partial \omega} + \frac{\partial \psi_T}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial \chi_D}{\partial C} \right) > 0; \quad (2.8)$$

$$\psi_T \left(\frac{\psi_T}{C_i} - \frac{\partial \psi_D}{\partial C} \right) + \chi_T \left(\frac{\chi_T}{C_i} + \frac{\partial \chi_D}{\partial C} \right) > 0. \quad (2.9)$$

Curbele definite de relațiile (2.8) și (2.9) cu semnul egal se numesc respectiv „curbe de margine” și „curbe de loc” [4].

Vom studia în continuare cîteva cazuri particulare legate de oscilatoarele cu dispozitive semiconductor neconvenționale pentru microunde, folosind noțiunile generale prezentate anterior.

Vom folosi notații precizate pentru impedențe, respectiv admitanțe.

3. Oscilatorul sincronizat la semnal mic

Referindu-ne în continuare la modelul reprezentat cu impedențe [3], putem transcrie relația (2.1) în termeni proprii acestei reprezentări :

$$[Z_s(\omega_i) + Z_D(A)] A e^{j\varphi} = E, \quad (3.1)$$

unde E este amplitudinea tensiunii de „phase-locking” introduse, iar ω_i este pulsația acestei tensiuni.

Așa cum s-a afirmat, un efect de primă importanță al introducerii semnalului de sincronizare îl constituie stabilitatea frecvenței semnalului de radiofrecvență, generat.

Efectul zgometului existent în circuitul de microunde (modificarea aleatoare a frecvenței și amplitudinii), poate fi conceput ca rezultat al vibrațiilor longitudinale și transversale ale hodografului dispozitivului. În acest mod, punctul de intersecție al celor două hodograme variază aleator, producîndu-se zgomet MA din cauza vibrațiilor de-a lungul hodografului dispozitivului și respectiv MF, din cauza vibrațiilor transversale.

Relația (3.1) scrisă sub forma :

$$Z_s(\omega_i) = -Z_D(A) + \frac{E}{A} e^{-j\varphi} \quad (3.2)$$

este reprezentată în figura 1.

În noua situație zgometul MF provocat de variația transversală a hodografului dispozitivului este mult micșorat din cauza faptului că frecvența injectată ω_i se presupune stabilă. El nu dispăre complet, din cauza variației fazei

mărimii $\frac{E}{A} \in -j\varphi$ (situația desenată punctat).

Zgomotul MA provocat de vibrația longitudinală a lui $-Z_D(A)$ nu este practic modificat de „phase-locking”, dacă ω_i este în jurul valorii ω_0 (frecvența de lucru a oscilatorului liber).

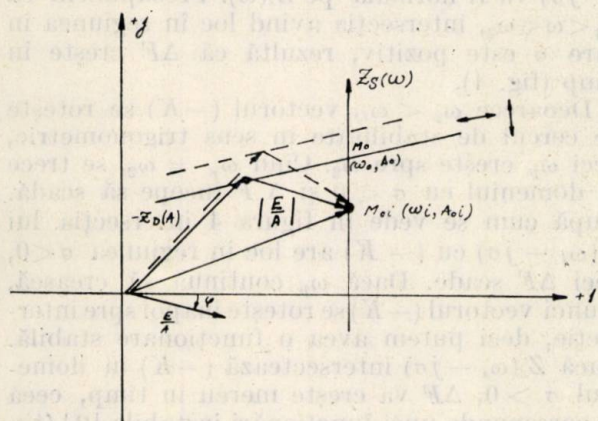


Fig. 1. Diminuarea zgomotului MF a oscilatorului în cazul injectării unui semnal de sincronizare.

În funcție de mărimea E rezultă o frecvență unghiulară ω_i de lucru. Domeniul maxim de sincronizare este calculat în lucrări de specialitate [2]:

$$\Delta\omega_m = \frac{\omega_a}{Q} \sqrt{\frac{P_i}{P_0} \cdot \frac{1}{\cos \theta}}, \quad (3.3)$$

unde:

ω_a este frecvența de rezonanță a circuitului R, L, C (aproximativ egală cu ω_0);

Q — factorul de calitate al cavității oscilatorului afectat de sarcină;

P_i — puterea de „phase-locking” injectată;

P_0 — puterea oscilatorului liber;

θ — unghiul dintre normala la un hodo-graf $Z_S(\omega)$ și tangenta la celălalt $-Z_D(A)$ considerate în punctul lor de intersecție:

$$\Delta\omega_m = \omega_{i\max} - \omega_a \simeq \omega_{i\max} - \omega_0.$$

Se observă că deviația maximă de frecvență ($2 \Delta\omega_m$) poate fi asigurată măbind puterea injectată și construind cavitatea cu Q mic; în acest mod, frecvențele depărtate de frecvența de rezonanță vor fi puțin atenuate.

4. Sincronizarea oscilatoarelor cu semnal mare de injecție [2].

În paragraful anterior mărimea E a semnalului de „phase-locking” s-a presupus mică. Din această cauză s-a aproximat că amplitudinea de oscilație nu diferă de amplitudinea oscilatorului liber. În realitate, dacă E este mare diferențele dintre cele două amplitudini pot fi

însemnate. Ecuația oscilatorului cu „phase-locking” este:

$$A|Z_t(\omega_i) + Z_D(A)| = |E|. \quad (4.1)$$

O reprezentare grafică a mărimii $A|Z_S(\omega) + Z_D(A)|$ se dă în figura 2. Se observă că pentru valori mai mici ale lui E avem o singură intersecție, iar pentru valori intermediare există trei puncte posibile de funcționare. Presupunem curentul de radiofrecvență prin dispozitiv de forma $F = A e^{j\omega_i t}$, iar o variație a acestuia, de forma:

$$\Delta F = |\Delta F| e^{j(\omega_p t + \varphi)},$$

unde ΔF și ω_p sînt funcții lent variabile în comparație cu perioada semnalului de radiofrecvență. Vom studia dacă ΔF crește sau scade în timp, adică dacă circuitul este instabil sau nu. Unghiul de fază dintre ΔF și F este:

$$\psi = \omega_p t - \omega_i t + \varphi. \quad (4.2)$$

Dacă F variază, atunci și amplitudinea A variază, iar în figura 3 se observă că:

$$\Delta A = |\Delta F| \cos \psi.$$

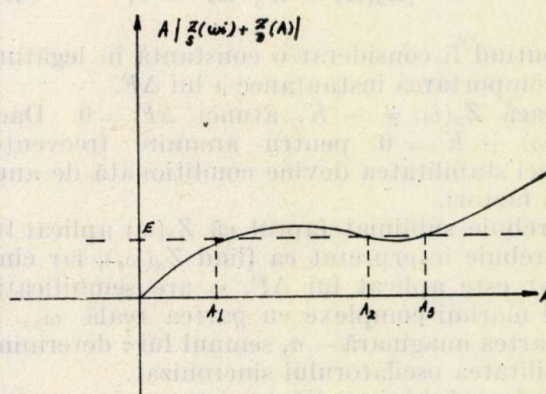


Fig. 2. Variația mărimii $A|Z_S(\omega_i) + Z_D(A)|$ funcție de amplitudinea curentului de radiofrecvență.

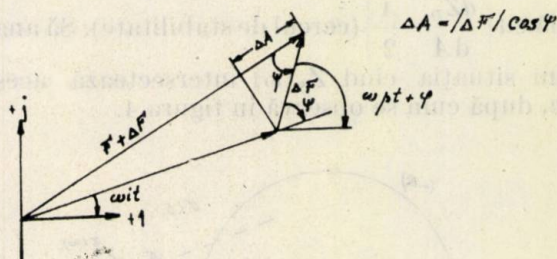


Fig. 3. Relații de amplitudine și fază în cazul apariției unei perturbații a amplitudinii curentului de radiofrecvență.

Dezvoltind pe $Z_D(A)$ în serie Taylor și reținând primii doi termeni, ecuația (4.1) devine:

$$\left\{ Z_S(\omega) + \left[Z_D(A) + \frac{\partial Z_D}{\partial A} |\Delta F| \cos \psi \right] \right\} (F + \Delta F) = E. \quad (4.3)$$

intersectează cu $Z_s(\omega_i - j\sigma)$ într-un punct cu $\sigma > 0$, ceea ce determină o instabilitate de tip I. Punctul A_3 este stabil deoarece intersecția hodografului $Z_s(\omega_i - j\sigma)$ cu cercul $(-K)_3$ este situat în domeniul cu $\sigma < 0$. După cum s-a

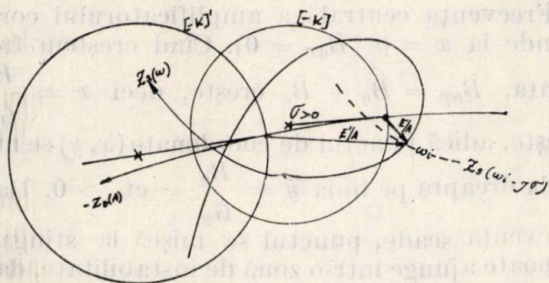


Fig. 6 Obținerea unei funcționări stabile prin mărimea semnalului injectat pentru sincronizare într-o zonă în care oscilatorul liber este instabil.

arătat hodograful $Z_s(\omega)$ poate prezenta o buclă. Putem aplica în acest caz concluziile anterioare. Din figura 6 se observă că funcționarea este instabilă deoarece hodograful $Z_s(\omega_i - j\sigma)$ intersectează cercul de stabilitate $(-K)$ în domeniul cu $\sigma > 0$. Dacă se mărește vectorul de injecție la valoarea E' , atunci poate exista o funcționare stabilă (fig. 6).

5. Analiza unui amplificator cu model cu admitanță

Deoarece ecuațiile oscilatorului cu „phase-locking” și ale unui amplificator sint formal identice, putem folosi ecuația „curbei de loc” pentru discutarea stabilității fie a unui amplificator, fie a unui oscilator. În literatură [5] se arată că ecuația ce definește „curbele de margine” [3] nu are soluție pentru amplificator. În cazul modelului cu admitanță, „curba de loc” definită de ecuația (2.9) devine :

$$G_T \left(G_T + \frac{\partial G_D}{\partial V} V \right) + B_T (B_T + V \frac{\partial B_D}{\partial V}) > 0; \quad (5.1)$$

s-au făcut următoarele notații :

$$\psi_T = G_T; \quad \chi_T = B_T;$$

$$\psi_D = -G_D; \quad \chi_D = B_D; \quad C_i = V.$$

Încercînd o particularizare a valorilor legate de circuit și dispozitiv și presupunînd că tensiunea V_a pe dispozitiv este cosinusoidală, din cauza neliniarității dispozitivului, curentul prin dispozitiv depinde de amplitudinea tensiunii și se exprimă sub forma :

$$i = a_1 V_a + a_2 V_a^2 + \dots + a_n V_a^n \dots, \quad (5.2)$$

unde $V_a = V \cos \omega t$.

Componenta fundamentală a curentului este :

$$I = a_1 V + \frac{3}{4} a_3 V^3 + \frac{5}{8} a_5 V^5 + \dots \quad (5.3)$$

Reținînd primii doi termeni și împărțind prin V , găsim :

$$Y_D = a_1 + \frac{3}{4} a_3 V^2,$$

sau :

$$Y_D = G_0 + G_2 V^2 + j(B_0 + B_2 V^2), \quad (5.4)$$

unde :

$$G_0 + j B_0 = a_1;$$

$$G_2 + j B_2 = \frac{3}{4} a_3.$$

Elementul activ este cuplat cu sarcina printr-un circuit de cuplaj; la bornele dispozitivului, acest circuit se manifestă prin admitanța :

$$Y_C = G_C + j B_C.$$

Revenind la ecuația (5.1), observăm că :

$$G_T = G_0 + G_C + G_2 V^2 = G_{0T} + G_2 V^2; \quad (5.5)$$

$$B_T = B_0 + B_C + B_2 V^2 = B_{0T} + B_2 V^2,$$

unde s-au făcut notațiile :

$$G_{0T} = G_0 + G_C; \quad (5.6)$$

$$B_{0T} = B_0 + B_C.$$

Toți coeficienții sint acum funcții de frecvență, deci relația (5.1) care conține numai derivate în raport cu tensiunea, devine :

$$(G_{0T} + G_2 V^2) (G_{0T} + 3 G_2 V^2) +$$

$$(B_{0T} + B_2 V^2) (B_{0T} + 3 B_2 V^2) = 0 \quad (5.7)$$

sau după efectuarea calculelor curente :

$$3(G_2^2 + B_2^2) V^4 + 4(G_{0T} \cdot G_2 + B_{0T} \cdot B_2) V^2 + G_{0T}^2 + B_{0T}^2 = 0. \quad (5.8)$$

Dacă facem notațiile :

$$\frac{B_{0T}}{G_{0T}} = x; \quad \frac{B_2}{G_2} = y, \quad (5.9)$$

atunci ecuația (5.8) devine :

$$3G_2^2(1+y^2)V^4 + 4G_{0T}G_2(1+xy)V^2 + G_{0T}^2(1+x^2) = 0. \quad (5.10)$$

Condițiile pentru a avea rădăcini reale pentru V sînt :

$$4(1+xy)^2 - 3(1+x^2)(1+y^2) > 0; \quad (5.11)$$

$$(1+xy)G_{0T} \cdot G_2 < 0.$$

Mărimile x , y , G_{0T} , G_2 sînt dependente de frecvență, deci vom avea soluții reale stabile, corespunzătoare „curbei de loc” (5.10), într-un anumit domeniu de frecvență.

Din ecuațiile (5.11) remarcăm că existența „curbei de loc” este determinată numai de x , y și de semnul lui $G_{0T} \cdot G_2$.

În figura 7 este reprezentată o diagramă de stabilitate, cu axele y , x .

Curbele dintre zonele hașurate și nehașurate corespund la punctele de capăt ale locului curbilor.

Asimptotele sînt :

$$x = \pm \sqrt{3}$$

$$y = \pm \sqrt{3}$$

Pentru un amplificator este necesar ca $G_{0T} > 0$, pentru a avea stabilitate la semnal mic. De asemenea, în mod necesar $G_2 > 0$, pentru că modulul conductanței negative a diodei descrește cu creșterea tensiunii. Deci $G_{0T} \cdot G_2 > 0$ pentru un amplificator. În continuare, presupunem că circuitul are un factor de calitate Q mare și parametrii dispozitivului nu depind

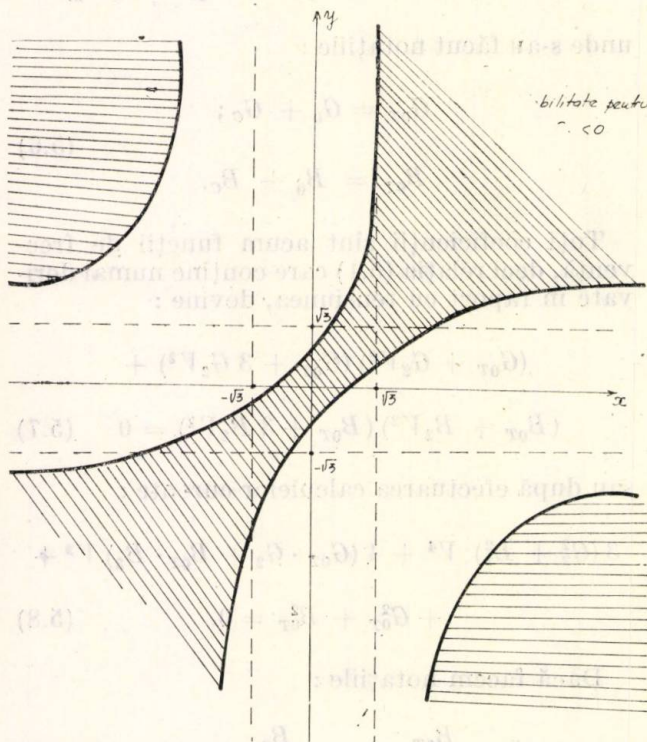


Fig. 7. Zonele de instabilitate pentru un amplificator studiat cu modelul cu admitanțe.

deci de frecvență. Pentru o diodă IMPATT, de exemplu, care lucrează ca amplificator, mărimea B_2 este pozitivă.

Singurul parametru dependent de frecvență este $B_c = \omega \cdot C$, unde am presupus cuplajul, capacitiv.

Frecvența centrală a amplificatorului corespunde la $x = 0$ ($B_{0T} = 0$). Când creștem frecvența, $B_{0T} = B_0 + B_c$ crește, deci $x = \frac{B_{0T}}{G_{0T}}$ crește, adică punctul de coordonate (x, y) se mișcă la dreapta pe linia $y = \frac{B_2}{G_2} = \text{ct.} > 0$. Dacă

frecvența scade, punctul se mișcă la stînga și se poate ajunge într-o zonă de instabilitate, dacă $y > \sqrt{3}$.

În același mod se poate studia și un oscilator sincronizat; se poate găsi domeniul de amplitudine al „curbei de loc”, se pot explica salturi în frecvență și putere, sau fenomene de histerzis.

6. Oscilatoare cu diode IMPATT

Dioda IMPATT prezintă rezistență negativă la frecvențe înalte. Construcția oscilatoarelor cu aceste diode trebuie să rezolve și problema disipării puterii de curent continuu în dispozitiv, ținînd seama că eficiența este redusă (5–10%).

Oscilatorul trebuie prevăzut cu elemente de reglaj, care să permită transformarea rezistenței „văzută” la bornele dispozitivului, de la cîțiva zeci de ohmi pînă la valoarea corespunzătoare rezistenței negative a dispozitivului, deci să facă posibilă amorsarea oscilațiilor, optimizarea puterii generate și să permită un reglaj de frecvență între anumite limite.

Problemele legate de disipatia termică se rezolvă printr-o proiectare și construcție adecvată a radiatorului, printr-un contact intim cu dioda, astfel ca rezistența termică a ansamblului oscilator să se încadreze în limitele impuse de fabricant. Una din variantele de oscilator experimentate a constat dintr-un circuit cu linie coaxială (fig. 8).

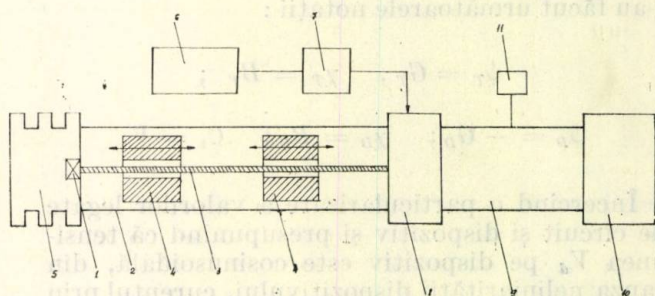


Fig. 8 Schema unui oscilator cu linie coaxială cu dispozitiv IMPATT:

1 — dispozitiv IMPATT; 2 — conductor exterior; 3 — conductor central; 4 — element de reglaj; 5 — radiator; 6 — generator de curent; 7 — filtru trece-jos; 8 — element de cuplaj; 9 — linie cu fantă; 10 — aparat pentru măsurarea puterii; 11 — sondă detectoare.

Reglajele se efectuează cu unul sau mai multe corpuri de formă inelară în secțiune circulară și care se pot deplasa longitudinal. Oscilațiile pot fi detectate cu ajutorul unor linii cu fantă și a unei sonde. Alimentarea dispozitivului se

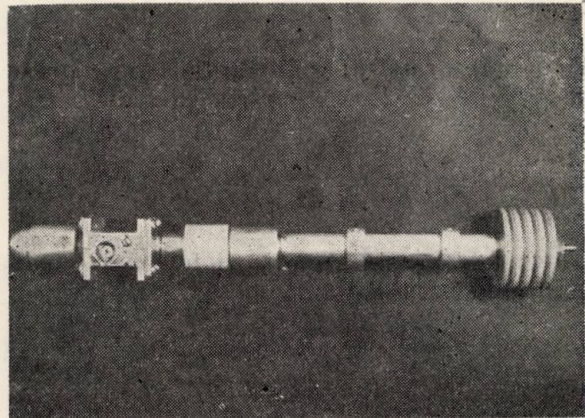


Fig. 9. Vedere generală a circuitului cu linie coaxială cu dioda IMPATT.

face cu un generator de curent constant. Cu acest circuit s-au obținut, pentru prima oară oscilații cu frecvență situată în banda X (8–12 GHz).

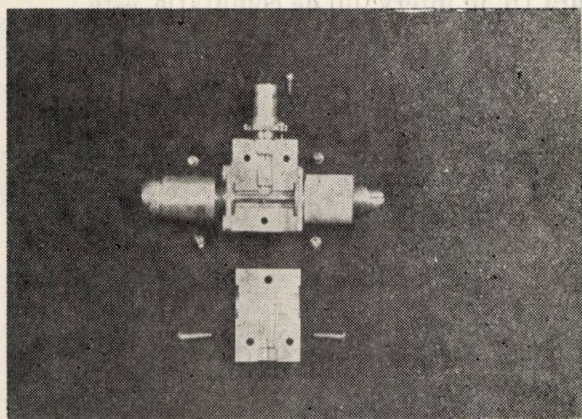


Fig. 10. Vederea filtrului trece-jos pentru polarizarea diodei IMPATT.

Deoarece circuitul este coaxial, modulul de oscilație transversal electromagnetic care ia naștere, se poate propaga cu orice frecvență [6], ceea ce oferă oscilatorului proprietăți de bandă largă. Cu acest circuit au fost studiate variația

puterii generată cu frecvența de oscilație datorită curentului de alimentare al dispozitivului, optimizarea puterii generate în funcție de poziția elementelor de acord etc. Redăm în figurile următoare (fig. 9.10) câteva fotografii ale circuitului amintit.

7. Concluzii

În acest articol s-au prezentat elemente din teoria funcționării oscilatoarelor de microunde cu dispozitive semiconductoare speciale. Studiul funcționării circuitelor generatoare sau amplificatoare de microunde prezintă interes în proiectarea și construcția radiolocatoarelor de putere mică, în telecomunicații, în fizică și chimie etc.

Extinderea acestor dispozitive va continua și în viitor, deoarece prezintă anumite avantaje față de dispozitivele cu vid:

- gabarit extrem de redus (câțiva mm³)
- circuitele de alimentare sînt mai simple;
- durata de funcționare mai mare;
- puteri generate mari (de exemplu o diodă IMPATT poate furniza în regim continuu de oscilație puteri de ordinul waților; în regim de impulsuri, sute de wați).

Dispozitivele semiconductoare pentru microunde permit realizarea de aparatură portabilă de largă răspindire.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Van der Pol. În: Proc. IRE, nr. 22, p. 1051–1085, 1934.
- [2] Kurokawa, K., În: Proceedings of the IEEE **61**, nr. 10, p. 1386–1410, 1973.
- [3] Costea, I., Tebeanu, T. Oscilatoare cu diode semiconductoare pentru microunde. În: E.E.A. — Electrotehnica, Electronica și Automatica, nr. 3, sep 1976, p. 137.
- [4] Hansson, B., Lundström, I. În: IEEE Transaction of Microwave Theory and Techniques, MTT—**20**, nr. 10, 1972.
- [5] Takayama, Y. În: IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques on MTT—**20**, nr. 9, p. 591–595, 1972.
- [6] Rulea, G. Tehnica frecvențelor foarte înalte. București, Ed. tehnică, 1966.

CZ 621.314

TIRISTOARE
INVERTOR ÎN PUNTE
ECUAȚII DIFERENȚIALE

Solicitățile dinamice ale tiristoarelor la invertorul în punte cu sarcină rezonantă

NICOLAE LUDU* — București

Invertoarele cu sarcină rezonantă sînt utilizate, în principal, pentru alimentarea cu energie electrică de medie frecvență (0,5 ÷ 50 kHz) a unor procese tehnologice ca: topirea metalelor, tratamente termice sau tratamente cu ultrasunete.

Încă din deceniul trecut, instalațiile de alimentare de medie frecvență cu invertoare utilizînd tiristoare rapide, s-au impus ca fiind mai avantajoase decît convertizoarele rotative. Avantajele și principiul de funcționare sînt descrise în literatura de specialitate [13] [5] [16] [4].

În această lucrare se rezolvă sistemul de ecuații diferențiale la un invertor în punte „alimentat cu curent constant”, avînd sarcina compensată cu condensator în paralel și se calculează solicitările dinamice ale tiristoarelor. Se presupune frecvența de amorsare a tiristoarelor diferită de frecvența de rezonanță a circuitului de sarcină. Rezultatele se verifică experimental.

1. Solicitarea prin panta di/dt a curentului

Schema electrică de principiu este dată în figura 1. Inductanțele de comutație L_c limitează panta di/dt a curenților prin tiristoare. Presupunînd că la $t = 0$ sînt comandate tiristoarele T_1 și T_3 pentru curenții din schema echivalentă din figura 1b sînt valabile următoarele condiții inițiale:

$$i_1(0) = 0; i_2(0) = I_d; i_3(0) = 0; i_4(0) = I_d \quad (1)$$

și relațiile:

$$i_1 + i_2 = I_d; i_3 + i_4 = I_d. \quad (2)$$

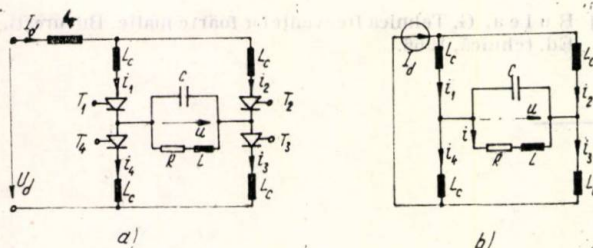


Fig. 1. Invertorul cu patru inductanțe de comutație:
a — schema electrică; b — schema echivalentă în intervalul de comutație.

* Ing. N. Ludu este asistent la Catedra de mașini și aparate electrice din I.P., — București.

Pe ochiul format de inductanțele L_c se poate scrie:

$$L_c \frac{di_1}{dt} + L_c \frac{di_4}{dt} - L_c \frac{di_2}{dt} - L_c \frac{di_3}{dt} = 0. \quad (3)$$

Integrînd această ecuație și folosind condițiile inițiale (1), rezultă:

$$i_1 + i_4 = i_2 + i_3. \quad (4)$$

Din relațiile (2) și (4) rezultă:

$$i_1 = i_3 \text{ și } i_2 = i_4. \quad (5)$$

Datorită acestei simetrii a curenților rezultă că sistemul de ecuații diferențiale care oferă soluția completă a curenților și tensiunilor din figura 1b, în intervalul de comutație, este:

$$u + L_c \frac{di_1}{dt} - L_c \frac{di_2}{dt} = 0; \quad (6)$$

$$u = Ri + L \frac{di}{dt}; \quad (7)$$

$$i_1 + i_2 = I_d; \quad (8)$$

$$i_1 = i_2 + i + C \frac{du}{dt}. \quad (9)$$

Derivînd ecuația (8) și înlocuind în (6), rezultă:

$$\left. \frac{di_1}{dt} \right|_{t=0} = -\frac{u(0)}{2L_c}, \quad (10)$$

deci panta inițială a curentului, care solicită tiristorul ce intră în conducție, poate fi determinată pentru un L_c dat cu relația (10), dacă se cunoaște valoarea $u(0)$ a tensiunii pe sarcină în momentul inițierii comutației. Invers, cunoscînd di/dt al tiristorului, se poate afla L_c necesar pentru limitare.

Pentru calculul riguros al lui $u(0)$ ar trebui rezolvat sistemul (6) ÷ (9) împreună cu încă un sistem similar corespunzător situației cînd conduc doar două tiristoare. Această abordare a calculului prezintă însă o dublă dificultate; mai întîi pentru că ecuațiile în domeniul imagine ajung la gradul patru, iar apoi pentru că apare

necesitatea punerii de două ori succesiv a condițiilor inițiale.

Dacă însă se neglijează variația lui u în intervalul de comutație, se poate calcula $u(0)$ presupunând comutația instantanee. Această presu-

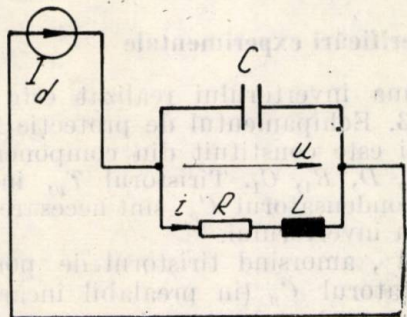


Fig. 5. Schema electrică echivalentă a invertorului pe o semiperioadă.

punere nu conduce decât la erori de ordinul procentelor, dată fiind durata relativ redusă a intervalului de comutație. În plus, mai este de notat și faptul că în dimensionarea lui L_c trebuie oricum avut în vedere un coeficient de siguranță împotriva eventualelor variații ale lui $u(0)$, datorate regimurilor tranzitorii din sarcină.

În ipoteza comutației instantanee, și dacă se află în conducție tiristoarele T_1 și T_3 schema echivalentă este cea din figura 2. Cu notațiile și sensurile de referință adoptate în figura 2, pentru calculul $u(0)$, trebuie rezolvat sistemul :

$$I_a = C \frac{du}{dt} + i; \quad (11)$$

$$u = Ri + L \frac{di}{dt}, \quad (12)$$

cu condițiile inițiale :

$$u(0) = -U_0 \text{ și } i(0) = -I_0. \quad (13)$$

Sistemul (11) — (12) se poate rezolva cu metoda operațională.

Soluția în domeniul imagine pentru curentul i din sarcină rezultă :

$$\mathcal{L}i = I(p) = \frac{-p^2LCI_0 - pCU_0 + I_a}{p(p^2LC + pRC + 1)}. \quad (14)$$

Folosind forma a doua a teoremei dezvoltării a lui Heaviside, se obține soluția în domeniul original :

$$i(t) = I_a + e^{-\delta t} \left[\frac{RI_0 - 2U_0 - RI_a}{2\omega L} \sin \omega t - (I_0 + I_a) \cos \omega t \right], \quad (15)$$

unde :

$$\delta = \frac{R}{2L}; \quad \omega^2 = \omega_0^2 - \delta^2 > 0, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}. \quad (16)$$

Înlocuind i în ecuația (12), rezultă :

$$u(t) = RI_a + e^{-\delta t} \left[\frac{2\omega_0^2 L^2 (I_a + I_0) - RU_0 - R^2 I_a}{2\omega L} \sin \omega t - (U_0 + RI_a) \cos \omega t \right]. \quad (17)$$

În regimul permanent de funcționare al invertorului cele două semialternanțe de tensiune u și curent i trebuie să fie simetrice, motiv pentru care se pot scrie următoarele condiții de simetrie :

$$u\left(\frac{T}{2}\right) = -u(0) = U_0 \text{ și } i\left(\frac{T}{2}\right) = -i(0) = I_0. \quad (18)$$

Cu ajutorul expresiilor (15) și (16) condițiile (18) devin :

$$I_a + e^{-\frac{\delta T}{2}} \left[\frac{RI_0 - 2U_0 - RI_a}{2\omega L} \sin \frac{\omega T}{2} - (I_0 + I_a) \cos \frac{\omega T}{2} \right] = I_0; \quad (19)$$

$$RI_a + e^{-\frac{\delta T}{2}} \left[\frac{2\omega_0^2 L^2 (I_a + I_0) - RU_0 - R^2 I_a}{2\omega L} \sin \frac{\omega T}{2} - (U_0 + RI_a) \cos \frac{\omega T}{2} \right] = U_0. \quad (20)$$

Din aceste două ecuații rezultă :

$$I_0 = I_a \cdot \frac{1 - a^2 - 2abk}{a^2 + 2ac + 1}; \quad (21)$$

$$U_0 = RI_a \cdot \frac{k(1 - a^2) + ab(1 - k^2)}{k(a^2 + 2ac + 1)}, \quad (22)$$

unde s-au notat factorii adimensionali :

$$a = e^{-\frac{\delta T}{2}} = e^{-\frac{\delta}{\omega} \frac{\omega}{\omega_a} \pi}; \quad (23)$$

$$b = \sin \frac{\omega T}{2} = \sin \frac{\omega}{\omega_a} \pi; \quad (24)$$

$$c = \cos \frac{\omega T}{2} = \cos \frac{\omega}{\omega_a} \pi; \quad (25)$$

$$k = \frac{\delta}{\omega}. \quad (26)$$

În aceste relații $\omega_a = 2\pi/T$ este pulsația la care funcționează inverterul și este impusă de frecvența de amorsare a tiristoarelor. Pentru sarcini uzuale $k = 0,2 \div 0,005$.

Cu relațiile (10), (13) și (22) se află panta curentului:

$$\left. \frac{di_1}{dt} \right|_{t=0} = \frac{RI_a}{2L_c} \cdot \frac{k(1-a^2) + ab(1-k^2)}{k(a^2 + 2ac + 1)}. \quad (27)$$

2. Solicitarea prin panta du/dt a tensiunii

Înlocuind valorile inițiale (21) (22) în expresia (17), aceasta devine:

$u(t) = RI_a + RI_a e^{-\delta t} (A \sin \omega t + B \cos \omega t)$, (28)
unde s-au notat factorii adimensionali A și B ca fiind:

$$A = \frac{(1-k^2)(1+ac) - 2abk}{k(a^2 + 2ac + 1)}, \quad (29)$$

$$B = \frac{ab(k^2 - 1) - 2k(1+ac)}{k(a^2 + 2ac + 1)}. \quad (30)$$

Relația (28) este valabilă în semiperioada în care conduc tiristoarele T_1 și T_3 , în cealaltă semiperioadă tensiunea u schimbă de semn.

Pentru a afla panta tensiunii directe pe tiristoare trebuie derivată relația (28), iar valoarea derivatei trebuie considerată apoi în momentul în care tensiunea pe tiristor (aceeași cu tensiunea u pe sarcină) devine pozitivă, sau de fapt cind aceasta devine nulă. Acest moment t_0 rezultă anulind tensiunea $u(t)$ dată de relația (28), deci din ecuația:

$$u(t_0) = RI_a + RI_a e^{-\delta t_0} (A \sin \omega t_0 + B \cos \omega t_0) = 0. \quad (31)$$

Accastă ecuație transcendentă se transformă într-una trigonometrică, dacă se consideră:

$$e^{-\delta t_0} = 1, \quad (32)$$

ipoteză ce introduce în calcule o eroare doar de câteva procente, deoarece în cazul folosirii tiristoarelor rapide $\delta t_0 < 0,05$. Astfel, ecuația (31) devine:

$$A \sin \omega t_0 + B \cos \omega t_0 = -1, \quad (33)$$

de unde rezultă soluția:

$$\sin \left(\omega t_0 + \arctg \frac{B}{A} \right) = -\frac{1}{\sqrt{A^2 + B^2}}. \quad (34)$$

Derivata tensiunii pe tiristor în momentul t_0 rezultă din relația (28):

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=t_0} = RI_a e^{-\delta t_0} [-\delta (A \sin \omega t_0 + B \cos \omega t_0) + \omega (A \cos \omega t_0 - B \sin \omega t_0)].$$

Folosind ipoteza (32) și relația (33), rezultă:

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=t_0} = RI_a [\delta + \omega (A \cos \omega t_0 - B \sin \omega t_0)] = RI_a \left[k + \sqrt{A^2 + B^2} \cos \left(\omega t_0 + \arctg \frac{B}{A} \right) \right].$$

Folosind soluția (34), panta tensiunii devine:

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=t_0} = RI_a \omega (k + \sqrt{A^2 + B^2} - 1). \quad (35)$$

Înlocuind factorii A și B din relațiile (29) și (30), se obține expresia finală a pantei tensiunii:

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=t_0} = RI_a \omega \left(k + \sqrt{\frac{(k^2 + 1)^2}{k^2(a^2 + 2ac + 1)} - 1} \right), \quad (35)$$

unde a, b, c, k sînt dați de relațiile (23) — (26).

3. Verificări experimentale

Schema inverterului realizat este cea din figura 3. Echipamentul de protecție la supra-tensiuni este constituit din componentele $R_2, C_2, R_3, D, R_1, C_1$. Tiristorul T_p , inductanța L_p și condensatorul C_p sînt necesare pentru pornirea inverterului.

Astfel, amorsind tiristorul de pornire T_p , condensatorul C_p (în prealabil încărcat la o tensiune suficient de mare de o sursă separată), se descarcă pe condensatorul C , ceea ce conduce la amorsarea oscilațiilor în circuitul RLC de sarcină. În acest mod, circuitul de prelucrare al informației CPI, primește o tensiune sinusoidală amortizată, suficientă însă pentru a putea comanda generatoarele de impulsuri GI care amorsează tiristoarele $T_1 - T_4$. Astfel, energia necesară acoperirii pierderilor din sarcina RL începe să fie absorbită de la sursa de c.c., deoarece curentul în inductanța L poate să crească suficient de rapid, în timpul primelor câteva semiperioade de la pornire.

În figura 4 sînt prezentate oscilogramele mărimilor caracteristice. Condensatorul de compensare $C = 2,6 \mu F$.

În vederea verificării experimentale a calculelor au fost mai întii determinați parametrii cir-

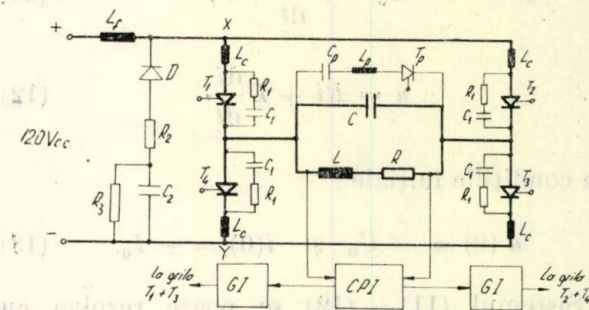
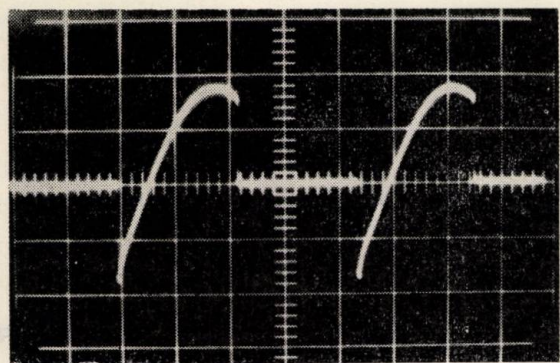
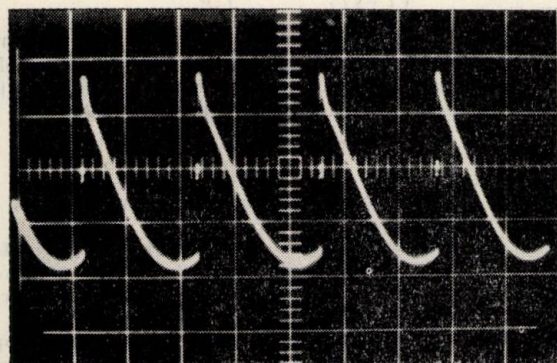


Fig. 3. Schema inverterului.

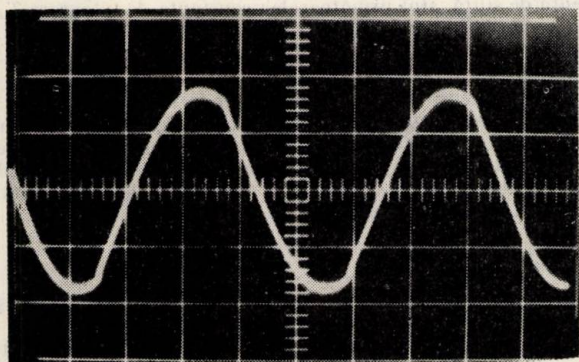
cuitului de sarcină. Cu ajutorul unui osciloscop cu memorie s-a oscilografiat un proces oscilant al circuitului de sarcină și s-a determinat amortizarea $\delta/\omega = 0,146$ și pulsația $\omega = 12310$. Din oscilogramele din figura 4 rezultă frecvența de amorsare a tiristoarelor $f_a = 2305$ Hz și deci $\omega/\omega_a = 0,853$. Din relațiile (23), (24) și (25) se obține $a = 0,677$; $b = 0,446$; $c = 0,895$. Rezistența circuitului de sarcină s-a calculat cunoscând $\delta/\omega = 0,146$. A rezultat $R = 2 L \delta = 8,7 \Omega$, valoare care are în vedere și efectul pelicular, întrucât a fost determinată la pulsația proprie ω , care este foarte apropiată de pulsația de lucru ω_a . A fost măsurat curentul continuu



a)



b)



c)

Fig. 4. Oscilogrammele tensiunilor (scări: 125 V/div; 0,1 ms/div);

a — tensiunea pe tiristorul T; b — tensiunea de intrare; c — tensiunea pe sarcina RL.

absorbit $I_d = 2,4$ A. Cu aceste date, din formulele (27) și (35), rezultă ($L_c = 20 \mu\text{H}$):

$$\left. \frac{di_1}{dt} \right|_{t=0} = 4,9 \cdot 10^6 \text{ A/s};$$

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=0} = 3,7 \cdot 10^6 \text{ V/s}.$$

Valorile măsurate de pe oscilogramme sînt:

$$\left. \frac{di_1}{dt} \right|_{t=0} = 5,1 \cdot 10^6 \text{ A/s} \quad \text{și} \quad \left. \frac{du}{dt} \right|_{t=0} = 3,5 \cdot 10^6 \text{ V/s},$$

unde panta curentului a fost măsurată de pe oscilograma tensiunii pe tiristor măsurînd tensiunea $u(0)$ în momentul inițierii comutației și folosind relația (10). Se constată deci o bună concordanță între rezultatele experimentale și cele calculate.

Este de notat că solicitarea prin panta tensiunii du/dt este mai puțin periculoasă decît solicitarea la di/dt . Totuși, pentru sarcini puternic amortizate du/dt poate ajunge la valori mult mai mari.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Bedford, B., Hoft, R. *Principles of Inverter Circuits*, New York — London — Sydney, John Wiley and Sons, Inc., 1964.
- [2] Brachold, R. *Application for 50 kHz solid state induction heating applications*. Conference Record of 1973 Eighth Annual Meeting of the I.E.E.E. Milwaukee, Wisconsin.
- [3] Donskoi, A.V., Smorodinov, V.V. *Rejim raboti generatora zatuhaiuscih kolebanii indukcionom ne greve*. În: *Elektricesstvo*, nr. 1, 1965, p. 62—65.
- [4] Frank, E. W. *New Developments in High Frequency Power Sources*. In: I.E.E.E. Transactions on Industries and General Applications, Vol. IG—A—6, Nr. 1, Jan. — Febr. 1970, p. 29—35.
- [5] Gabler, K., Faust, W. *Un convertisseur à semiconducteurs pour installations de chauffage et de fusion par induction*. In: *Revue Brown — Boveri*, nr. 10, oct. 1966, p. 693—701.
- [6] Hortopan, G. *Aparate electrice*, ediția a II-a, București, Editura didactică și pedagogică, 1973.
- [7] Kannieser, K.W. *Schwinjekreisumrichter für die induktive Erwärmung*. In: *BEC Nachrichten*, Nr. 12, 1964, p. 637—647.
- [8] Kaucky, H. *Die Umrichterreihe SUW, ein Schwingkreisumrichter System für 250 bis 4000 Hz und Leistungen von etwa 0,1 bis über 10 MVA*. In: *ELIN Zeitschrift* 20, 1968, Heft 2, p. 4.
- [9] Konrad, H. *Mittelfrequenzerzeuger für Induktionserwärmungsanlagen*. In: *Wissenschaft Zeitschrift der Technischen Hochschule, Ilmenau*, Vol. 9, No. 4, 1963, p. 545—549.
- [10] Mapham, N. *An SCR Inverter with Good Regulation and Sine — Wave Output*. Application note Nr. 660. 16 General Electric Co.
- [11] Neupaner, H. *Parallelschwingkreisumrichter für die induktive Erwärmung*. In: *Siemens Zeitschrift*, Sept. 1971, Heft 9, p. 601—606.
- [12] * * * *SCR Manual Fifth. Edition 1972*, General Electric Comp., Auburn, N.Y.
- [13] Pelly, B.R. *Latest Developments in static High Frequency. Power Sources for Induction Heating*. In: I.E.E.E. Trans. on Industrial Electronics and Contr. Instr., Vol. I.E.C.I. 17, No. 4, June, 1970.
- [14] Rolf, E., Walter, B. *10 MW Induktionserhitzer mit Schwingkreisumrichter für 500—1000 Hz*. În: *Siemens Zeitschrift*, Nr. 7, 1967, p. 626—634.
- [15] Smorodinov, V. V. *Tiristoronii preobrazovатели dlia elektrotermii*. În: *Elektricesstvo*, nr. 4, 1967, p. 66—68.
- [16] Sundberg, Y. *Static frequency converters for induction melting and heating*. În: *ASEA Journal*, Nr. 1, 1974, p. 9—16.
- [17] Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M. *Leții de bazele electrotehnicii*. București, Editura didactică și pedagogică, 1970.
- [18] Thiele, G. *Beanspruchung von Thyristoren, in Serien-schwingkreiswechselrichtern*. În: *ETZ—A*, Bd. 92, H. 2, 1971.

NOTE

BLOC PROPORȚIONAL — INTEGRAL REALIZAT CU CIRCUITE INTEGRATE

Extinderea utilizării circuitelor integrate în proiectarea și realizarea elementelor de automatizare duce la creșterea fiabilității în funcționare și la reducerea prețului instalațiilor de automatizare. În această direcție se impune ca în proiectarea blocurilor de reglare cu diferite legi de reglare PI, PD, PID, să se utilizeze amplificatoare operaționale integrate.

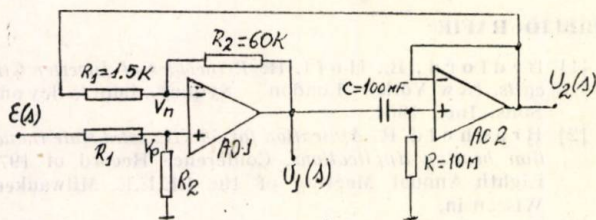


Fig. 1

Pentru realizarea legii de reglare PI s-a propus și experimentat industrial schema prezentată în figura 1. Demonstrarea expresiei funcției de transfer se va face în condiții idealizate [1]. Tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional, AO1, care este mărimea de comandă, este definită de relația:

$$U_1(s) = A \cdot [V_p(s) - V_n(s)], \quad (1)$$

unde A este factorul de amplificare. Tensiunea pe intrarea neînversoare este:

$$V_p(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \varepsilon(s), \quad (2)$$

unde $\varepsilon(s)$ este eroarea de reglare. Pentru intrarea înversoare se poate scrie relația:

$$\frac{U_2(s) - V_n(s)}{R_1} = \frac{V_n(s) - U_1(s)}{R_2}. \quad (3)$$

La ieșirea etajului repetor realizat cu amplificatorul operațional AO2, se obține:

$$U_2(s) = \frac{s \cdot T_i}{1 + T_i \cdot s} \cdot U_1(s), \quad (4)$$

unde prin $T_i = RC$ s-a notat constanta de integrare.

După transformări elementare cu relațiile (1), (2), (3), (4) se obține:

$$U_1(s) \cdot \left[1 + A \cdot \left(\frac{s \cdot T_i}{1 + s T_i} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_2} \right) \cdot \frac{1}{R_2} \right] = A \cdot \varepsilon(s) \quad (5)$$

Împărțind în relația (5) cu A , în ipoteza în care $A \gg 1$, cu o aproximație foarte bună, rezultă:

$$U_1(s) \cdot \left(\frac{s \cdot T_i}{1 + s T_i} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_2} \right) \cdot \frac{1}{R_2} = \varepsilon(s). \quad (6)$$

Din funcționarea blocurilor de reglare, care conțin componentă integrală [2], se cunoaște că este necesar ca amplificarea în c.c. să fie cât mai mare. Din acest motiv se alege $R_2 \gg R_1$ și în această ipoteză din relația (6) se obține:

$$Y_R(s) = \frac{U_1(s)}{\varepsilon(s)} = 1 + \frac{1}{T_i \cdot s},$$

unde prin $Y_R(s)$ s-a notat funcția de transfer a blocului de reglare PI.

Față de schemele cunoscute în literatura de specialitate [2], blocul prezentat are avantajul principal că se obțin componentele proporționale și integrală cu coeficient de interdependență zero.

Schema prezentată s-a proiectat și realizat utilizând componente fabricate în țara noastră, respectiv $\mu A 741$. Caracteristicile tehnice ale blocului de reglare, utilizat într-o instalație de reglare a temperaturii în cuptoare electrice cu rezistență de silită, sunt următoarele: constanta de integrare T_i se poate varia în limitele 0...5 minute, clasa de precizie 0,5 în condițiile de variație a temperaturii mediului ambiant în limitele $+5^\circ\text{C} \dots +45^\circ\text{C}$, tensiunea de intrare (eroarea de reglare) și tensiunea de ieșire variabile în limitele 0–10 V. Pentru parametrul de acordare, banda de proporționalitate, în aplicația industrială descrisă, s-a adoptat soluția varierii unui coeficient de proporționalitate în cadrul schemei dispozitivului de comandă pe grilă a tiristoarelor din circuitul rezistenței de încălzire.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Bulucea, C. *Circuite integrate liniare*. București. Ed. tehnică, 1976.
- [2] Călin, S. *Reglatoare automate*. București, Ed. didactică și pedagogică, 1976.
- [3] Nitu, C. *Method nelineinoi korekții impulsnih sistem*. În: *Avtomatika i telemekhanika*, nr. 3, 1975.

Dr. ing. C. Nitu, I. P. — București

INSTALAȚIE PENTRU STUDIUL EFECTELOR DE AGLOMERARE ÎN FEROFLLUIDE

Ferofluidurile sînt suspensii coloidale de particule magnetice fine în diverse lichide de bază [1]. Ele au numeroase aplicații practice [2], ce se extind de la separatoare densimetrice la trasori magnetici, în practica chirurgiei cardiovasculare [3], și de la componente ferofluidice în construcția organelor de mașini [4] la poziționarea optimă a combustibililor lichizi în rezervoarele navelor cosmice [5].

Cerințele privind stabilitatea ferofluidurilor sînt diferite pentru diversele categorii de aplicații practice ale acestora. Astfel, în timp ce accelerometrele și dispozitivele de amortizare ferofluidice necesită ferofluid de ultraînaltă stabilitate, cuplajele hidroferodinamice [6] utilizează ferofluid cu un grad de stabilitate mai scăzut.

Separarea fazei solide de faza lichidă este evitată prin utilizarea agenților stabilizanți care, în același timp, au și rolul

de a lega particulele magnetice solide de lichidul de bază. În cimpuri magnetice externe, particulele în suspensie, care au o comportare asemănătoare unor micromagneți, în anumite condiții interacționează, formînd aglomerate împotriva agitației termice. Aglomeratele, în cimp gravitațional și în cimpuri magnetice de distribuție spațială neuniformă, se separă ducînd la formarea de profile spațiale și temporale ale concentrației de material magnetic în suspensie.

În scopul caracterizării ferofluidurilor obținute și a evaluării factorilor ce influențează efectele de autoconcentrare în ferofluid, s-a realizat o instalație de testare bazată pe o punte de măsură în c.a. cu traductor inductiv.

Anterior, măsurători asemănătoare au fost realizate fie prin metode optice, fie electronice. Măsurătorile optice [7] au la bază absorbția și difuzia luminii în suspensia coloidală. Metoda

este limitată la suspensii foarte diluate, care permit punerea în evidență și măsurarea acestor efecte optice, nefiind utilă în cazul ferofluidelor de interes practic. Măsurătorile electronice au la bază dependența parametrilor magnetici ai ferofluidelor de fracțiunea volumică de material magnetic solid în suspensie. O metodă [8] constă în utilizarea unui oscilator Colpits, bobina din circuitul acordat având ca miez ferofluidul supus testării. Metoda impune condiții speciale de lucru și necesită un montaj

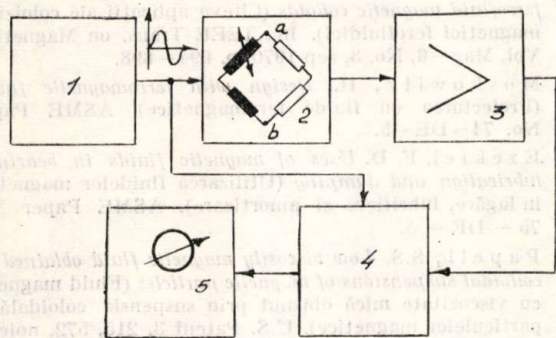


Fig. 1. Schema-bloc a instalației de măsură.

complicat pentru stabilizarea frecvenței în timp și citirea deviației de frecvență corespunzătoare unui ferofluid de concentrație dată.

Instalația realizată bazată pe dependența parametrilor magnetici ai ferofluidelor de concentrația acestora, bobina traductorului, ce are ca miez ferofluidul supus testării, face parte din o punte de măsură în c.a. Variația de concentrație a ferofluidului se traduce într-un semnal de amplitudine variabilă, ce este amplificat și detectat.

Schema-bloc a instalației (fig. 1) cuprinde generatorul de semnal 1, puntea de măsură cu traductor inductiv 2, etajele de amplificare 3, etajul detector 4 și aparatele de măsură și înregistrare 5.

Puntea de măsură în c.a. este de tip Souty. S-a ales acest tip de punte deoarece brațele pur rezistive alăturate permit o echilibrare inițială simplă și eficace. De asemenea, alimentând

puntea în c.a. între punctele *a* și *b* (fig. 2 a), avem aceeași sensibilitate a acestuia pentru frecvențe de lucru diferite.

Bobina de măsură *L*, construită astfel încât înălțimea sa să-i ofere o cită mai mică fereastră către ferofluid, are o inductanță fără miez de 7 mH (fig. 2b). Cu cât înălțimea bobinei este mai mică, cu atât crește rezoluția sistemului, adică pot fi decelate variații mai mici ale calității ferofluidului pe lungimi mai mici. Va scădea însă mărimea semnalului, deci sensibilitatea, deoarece se micșorează cantitatea de ferofluid văzută de bobina-sondă. În final, s-a făcut un compromis între aceste două caracteristici-rezoluție și mărimea semnalului util.

Amplificatorul este cuplat la punte printr-un etaj repetor pe emiter (tranzistorul T_1), pentru ca prin rezistența sa de intrare foarte mare să asigure o bună funcționare a punții. Etajele amplificatorului (tranzistoarele T_2 și T_3) sînt cu reacție bootstrap, ceea ce le dă o rezistență de intrare suficientă pentru a nu necesita etaje de separare. Amplificarea poate fi modificată prin potențiometrul P_A , astfel încât să se obțină un semnal bun pentru probele mai diluate și să se evite saturarea în cazul probelor de ferofluide de înaltă concentrație. Existența unei amplificări variabile continuu permite păstrarea aceleiași sensibilități a instalației la variații ale tensiunii de alimentare în c.a. a punții și tensiunii de alimentare în c.c. a etajelor electronice. În acest sens, răspunsul instalației este controlat cu ajutorul unui set de etalonare.

Demodulatorul sincron (tranzistorul T_4 —etaj de comandă, tranzistorul T_5 —demodulatorul propriu-zis) este de tipul paralel monoalternanță, avînd ca rezistență de sarcină chiar rezistența de intrare a aparatului de măsură. Inerția sistemului mobil al acestuia elimină condensatorul de filtrare pentru semnalul de ieșire.

Frecvența de lucru s-a ales, în principal, pentru ca bobina-sondă să aibă un factor de calitate cît mai bun, de asemenea capacitatea parazită a bobinei să poată fi neglijată. S-a ales pentru încercări frecvența de 50 kHz, dar rezultate asemănătoare s-au obținut și pentru frecvențe cuprinse între 10 și 150 kHz.

Pentru efectuarea măsurătorilor ferofluidele sînt puse în tuburi de sticlă cu diametru de 8 mm și lungimea de 200 mm, acestea putîndu-se deplasa rectiliniu și uniform prin bobina-sondă.

În figura 3 este prezentată o curbă de distribuție a concentrațiilor într-un stratificat de ferofluide, pe baze nemiscibile, de magnetizații de saturație diferite. Ca aparat de măsură s-a utilizat un avometru tip DU—20 (R.S.C.), iar pentru înre-

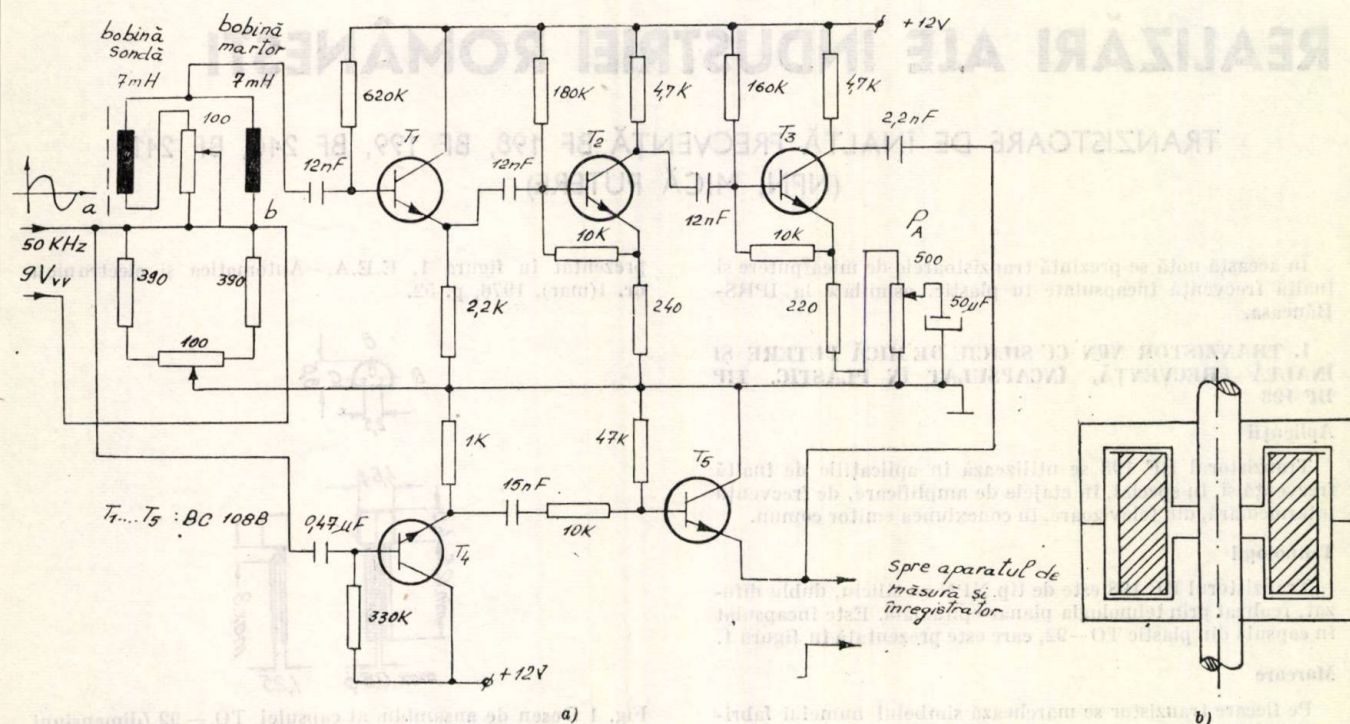


Fig. 2. a. Schema electronică a punții, amplificatorului și demodulatorului sincron; b. Schița traductorului inductiv.

gistrare un inductor tip G1B1 (R.D.G.), de la care s-a comandat și antrenarea pe verticală a probei de ferrofluid.

Sensibilitatea instalației este determinată de valoarea tensiunii de alimentare în c.a. a punții, sensibilitatea punții de măsură, parametrii amplificatorului (amplificare, zgomot propriu), demodulatorului sincron (raportul maxim semnal

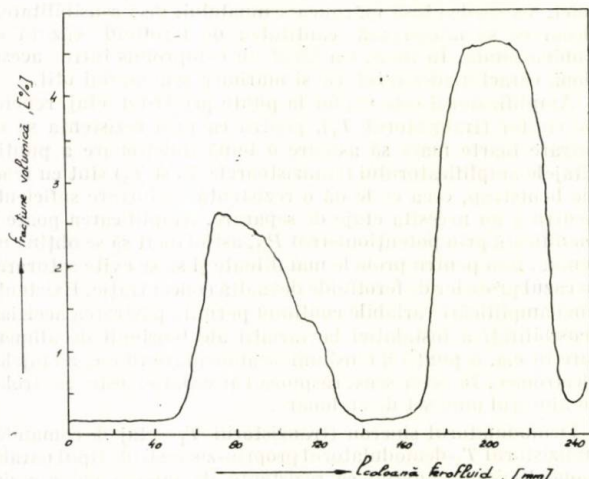


Fig. 3. Distribuția concentrațiilor într-un stratificat de ferrofluide nemiscibile.

perturbator/semnal util) și ai etajului de afișare (sensibilitatea). Pentru schema prezentată, la amplificare maximă, cu avometrul pe scara de 300 mV, limita inferioară a concentrației posibil de decelat este de 0,03 % fracțiune volumică.

Rezultatele obținute s-au verificat pe ferrofluide etalon, preparate cu concentrații de material magnetic bine stabilite.

Instalația are o bună sensibilitate, oferă simplitate în folosire și ușurință în etalonare.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Neuringer, J. L. și Rosenzweig, R. E. *Ferrohydrodynamics* (Ferohidrodinamica). În: *Phys. Fluids*, nr. 27, 1964, p. 1927—1937.
- [2] Rosenzweig, R. E. *Magnetic fluids* (Fluide magnetice). În: *Int. Science and Technology*, 55, iulie 1966, p. 48—56.
- [3] Kaiser, R. și Miskolczy, G. *Some applications of ferrofluid magnetic colloids* (Citeva aplicații ale coloizilor magnetici ferrofluidici). În: *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. Mag—6, No. 3, sep 1970, p. 694—698.
- [4] Moskowitz, R. *Design with ferromagnetic fluids* (Proiectarea cu fluide feromagnetice). ASME Paper No. 74—DE—5.
- [5] Ezekiel, F. D. *Uses of magnetic fluids in bearings, lubrication and damping* (Utilizarea fluidelor magnetice în lagăre, lubrifiere și amortizare). ASME Paper No. 75—DE—5.
- [6] Papell, S.S. *Low viscosity magnetic fluid obtained by colloidal suspensions of magnetic particles* (Fluid magnetic cu viscozitate mică obținut prin suspensia coloidală a particulelor magnetice). U.S. Patent 3, 215, 572, noiembrie 1965.
- [7] Rabinow, J. *National Bureau of Standards*. Washington DC, Techn. Rep., martie, 30, 1948, p. 1213—1215
- [8] Bibik, E. E., Lavrov, I. S. și Merkushev, O. M. *Optical effects during aggregation particles in magnetic fields* (Efecte optice în timpul agregării particulelor în câmpuri magnetice) În: *Koll. zh.*, nr., 28, 1966, p. 631—634
- [9] Peterson, E. A. și Krueger, D.A. *Concentration effects in ferrofluids* (Efecte de concentrare în ferrofluide). AIP Conference Proceedings, Magnetism and Magnetic Materials, 1974, p. 560—561

Ing. R. Rabinovici și fiz. V. Bădescu

Inst. de chimie macromoleculară „Petre Poni” — Iași

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

TRANZISTOARE DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ BF 198, BF 199, BF 240, BF 241 (NPN, MICĂ PUTERE)

În această notă se prezintă tranzistoarele de mică putere și înaltă frecvență încapsulate în plastic, asimilate la IPRS-Băneasa.

1. TRANZISTOR NPN CU SILICIU DE MICĂ PUTERE ȘI ÎNALTĂ FRECVENȚĂ, ÎNCAPSULAT ÎN PLASTIC, TIP BF 198

Aplicații

Tranzistorul BF 198 se utilizează în aplicațiile de înaltă frecvență și, în special, în etajele de amplificare, de frecvență intermediară, din televizoare, în conexiunea emitor comun.

Tehnologii

Tranzistorul BF 198 este de tip NPN cu siliciu, dublu difuzat, realizat prin tehnologia planar-epitaxială. Este încapsulat în capsulă din plastic TO—92, care este prezentată în figura 1.

Marcare

Pe fiecare tranzistor se marchează simbolul numelui fabricantului (B) și tipul dispozitivului. Detaliul de marcă este

prezentat în figura 1, E.E.A.—Automatica și electronica nr. 1(mar), 1976, p. 52.

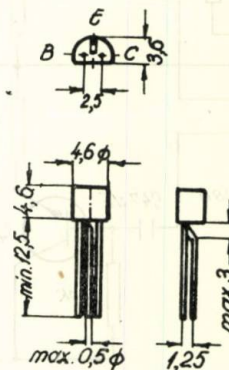


Fig. 1 Desen de ansamblu al capsulei TO—92 (dimensiuni în mm).

Valori limită absolute

Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	40	V
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	30	V
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	4	V
Curentul de colector	I_C	25	mA
Curentul de bază	I_B	3	mA
Puterea totală disipată la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	300 ¹⁾	mW
Temperatura joncțiunii	t_j	150	$^\circ\text{C}$
Temperatura de stocare	t_{stg}	-55... ... +150	$^\circ\text{C}$
Rezistența termică	$R_{th\ j-a}$	420 ¹⁾	$^\circ\text{C/W}$

Caracteristici electrice la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$

Ciștigul static în curent	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 4\text{ mA}$	h_{21E}	80 (> 27)	—
Tensiunea bază-emitor	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 4\text{ mA}$	U_{BE}	750	mV
Curentul rezidual de colector	$U_{CE} = 40\text{ V}$	I_{CBO}	< 100	nA
Capacitatea de reacție	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 1\text{ mA}$ $f = 1\text{ MHz}$	$-C_{12}$	0,22	pF
Frecvența de tăiere	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 4\text{ mA}$ $f = 100\text{ MHz}$	f_T	400	MHz
Factorul de zgomot	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 4\text{ mA}$ $f = 35\text{ MHz};$ $R_G = 100\ \Omega$	F	3	dB

Parametrii de evadripol în emitor-comun

Conductanța de intrare	g_{11e}	4,5	mS
Conductanța de ieșire	g_{22e}	35	μS
Capacitatea de intrare	C_{11e}	40	pF
Capacitatea de ieșire	C_{22e}	1,3	pF
Admitanța de transfer în direct	$ y_{21e} $	105	mS
	φ_{21e}	-20	$^\circ$
Admitanța de transfer în invers	$ y_{12e} $	45	μS
	φ_{12e}	-95	$^\circ$

Curbele tipice ale unor valori limită absolute sau caracteristici electrice sînt prezentate în figurile 2—5.

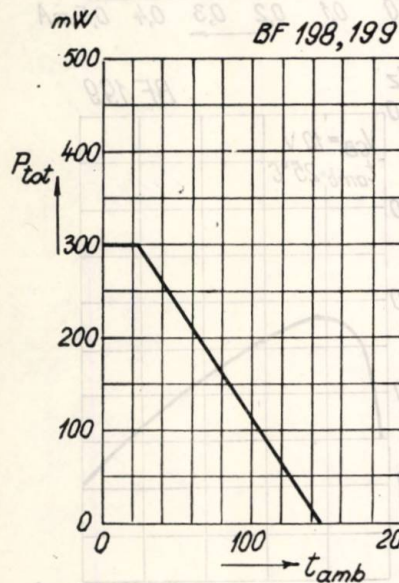


Fig. 2. Puterea totală disipată în funcție de temperatura ambiantă.

¹⁾ Măsurarea acestor valori se face menținând pe terminale, la 2 mm de capsulă temperatura mediului ambiant.

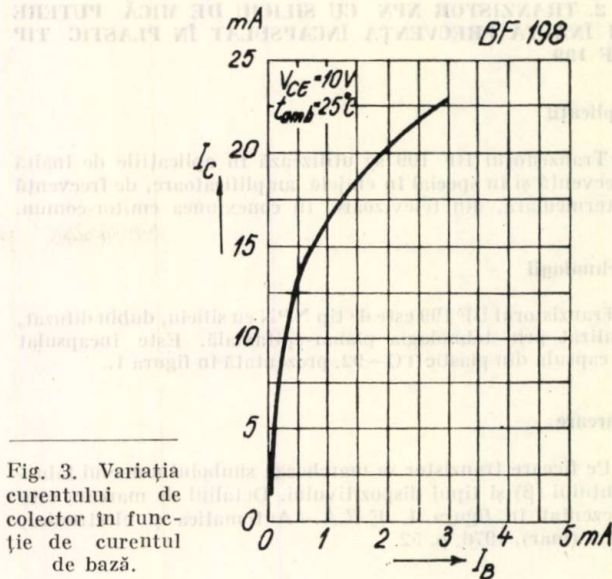


Fig. 3. Variația curentului de colector în funcție de curentul de bază.

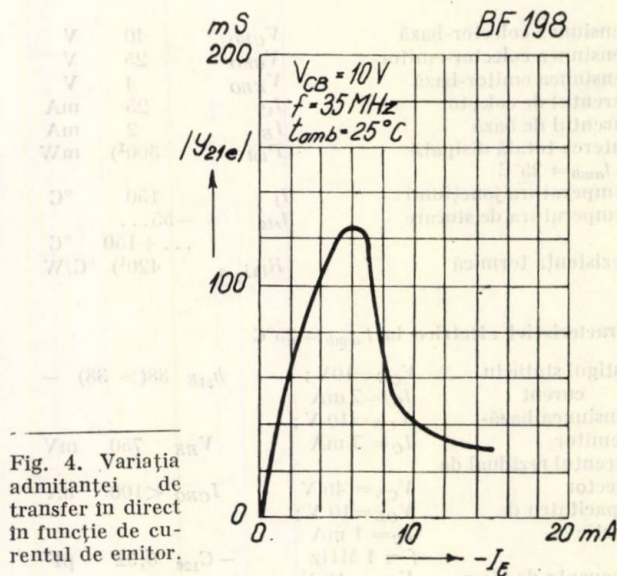


Fig. 4. Variația admitanței de transfer în direct în funcție de curentul de emitor.

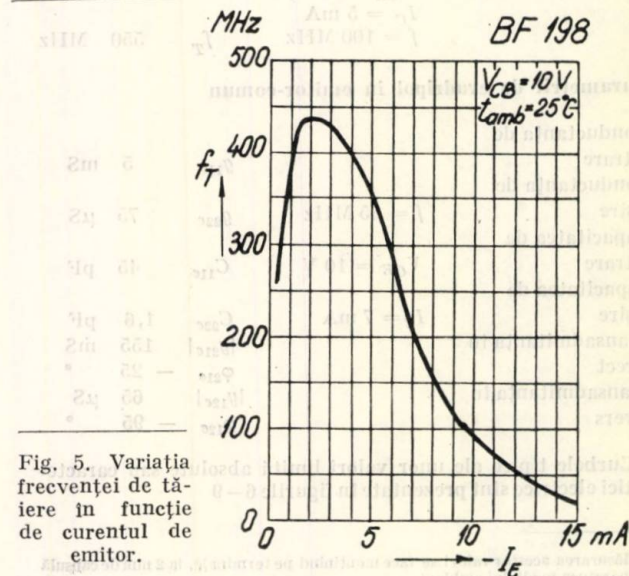


Fig. 5. Variația frecvenței de tăiere în funcție de curentul de emitor.

2. TRANZISTOR NPN CU SILICIU DE MICĂ PUTERE ȘI ÎNALTĂ FRECVENȚĂ ÎNCAPSULAT ÎN PLASTIC TIP BF 199

Aplicații

Tranzistorul BF 199 se utilizează în aplicațiile de înaltă frecvență și în special în etajele amplificatoare, de frecvență intermediară, din televizoare, în conexiunea emitor-comun.

Tehnologii

Tranzistorul BF 199 este de tip NPN cu siliciu, dublu difuzat, realizat prin tehnologia planar-epitaxială. Este încapsulat în capsula din plastic TO-92, prezentată în figura 1.

Marcare

Pe fiecare tranzistor se marchează simbolul numelui fabricantului (β) și tipul dispozitivului. Detaliul de marcare este prezentat în figura 1, E.E.A.—Automatica și electronica, nr. 1 (mar), 1976, p. 52.

Valori limită absolute

Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	40	V
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	25	V
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	4	V
Curentul de colector	I_C	25	mA
Curentul de bază	I_B	2	mA
Puterea totală disipată la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	300 ¹⁾	mW
Temperatura joncțiunii	t_j	150	$^\circ\text{C}$
Temperatura de stocare	t_{stg}	-55... ...+150	$^\circ\text{C}$
Rezistența termică	R_{thj-a}	420 ¹⁾	$^\circ\text{C/W}$

Caracteristici electrice la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$

Cîștigul static în curent	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 7\text{ mA}$	h_{21E}	88(> 38)	—
Tensiunea bază-emitor	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 7\text{ mA}$	V_{BE}	750	mV
Curentul rezidual de colector	$V_{CB} = 40\text{ V}$	I_{CBO}	<100	nA
Capacitatea de reacție	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 1\text{ mA}$ $f = 1\text{ MHz}$	$-C_{12e}$	0,32	pF
Frecvența de tăiere	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 5\text{ mA}$ $f = 100\text{ MHz}$	f_T	550	MHz

Parametrii de evadripol în emitor-comun

Conductanța de intrare		g_{11e}	5	mS
Conductanța de ieșire	$f = 35\text{ MHz}$	g_{22e}	75	μS
Capacitatea de intrare	$V_{CE} = 10\text{ V}$	C_{11e}	45	pF
Capacitatea de ieșire	$I_C = 7\text{ mA}$	C_{22e}	1,6	pF
Transadmitanța în direct		$ y_{21e} $	155	mS
		φ_{21e}	-25	$^\circ$
Transadmitanța în invers		$ y_{12e} $	65	μS
		φ_{12e}	-95	$^\circ$

Curbele tipice ale unor valori limită absolute sau caracteristici electrice sînt prezentate în figurile 6—9

¹⁾ Măsurarea acestor valori se face menținînd pe terminale, la 2 mm de capsulă temperatura mediului ambiant.

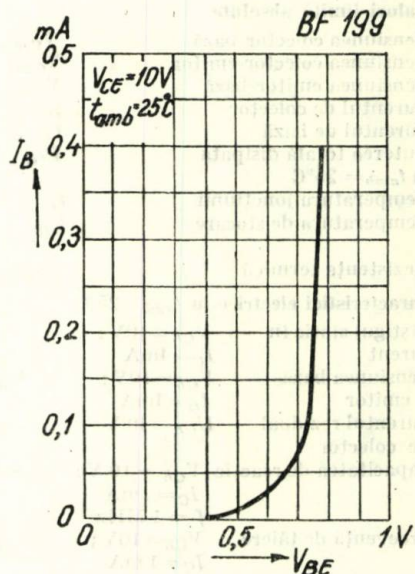


Fig. 6. Caracteristici de intrare (conexiunea emitor-comun).

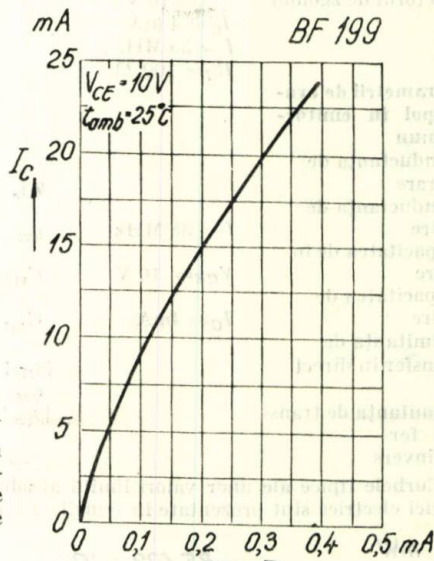


Fig. 7. Variația curentului de colector în funcție de curentul de bază.

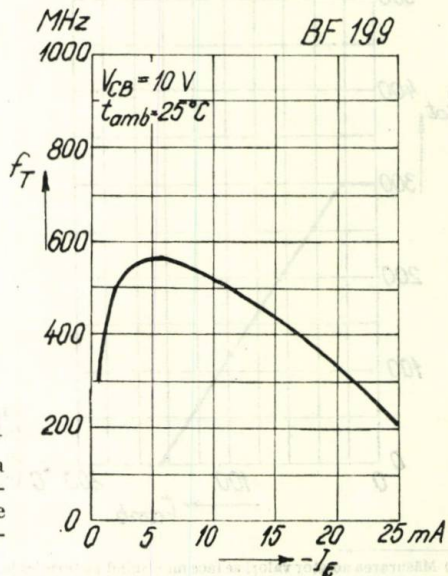


Fig. 8. Variația frecvenței de tăiere în funcție de curentul de emitor.

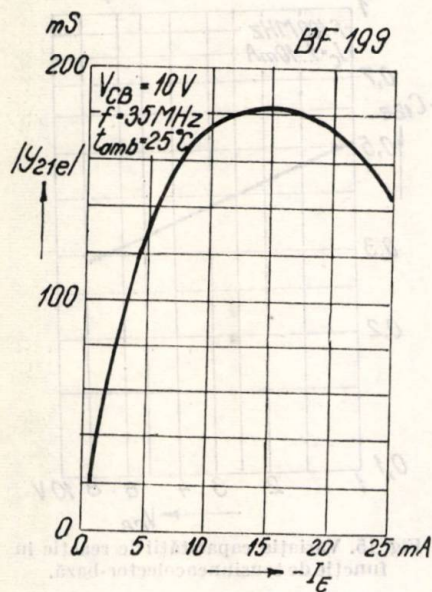


Fig. 9. Variația admitanței de transfer în direct în funcție de curentul de emitor.

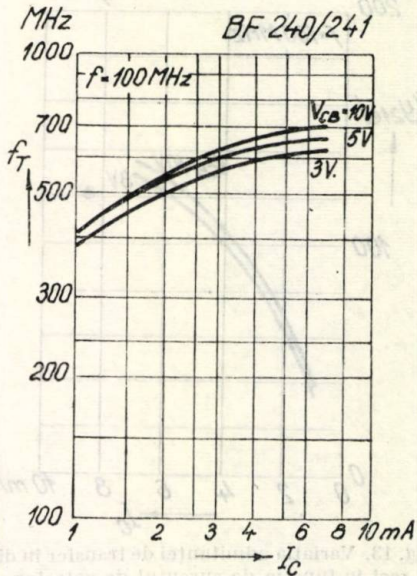


Fig. 10. Variația frecvenței de tăiere în funcție de curentul de colector.

3. TRANZISTOARE NPN CU SILICIU DE MICĂ PUTERE ȘI ÎNALTĂ FRECVENȚĂ ÎNCAPSULATE ÎN PLASTIC TIP BF 240 – 241

Aplicații

Tranzistoarele BF 240, BF 241 sînt destinate amplificatoarelor AM/FM de frecvență intermediară. Ele se utilizează în special în conexiunea emitor–comun.

Tehnologii

Tranzistoarele BF 240, BF 241 sînt de tip npn cu siliciu, dublu difuzate, realizate prin tehnologia planar-epitaxială. Sînt încapsulate în capsula din plastic TO–92, prezentată în figura 1.

Marcare

Pe fiecare tranzistor se marchează simbolul fabricantului (β) și tipul dispozitivului. Detaliul de marcare este prezentat în figura 1, E.E.A.—Automatica și electronica, nr. 1 (mar), 1976, p. 52.

Valori limită absolute

Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	40	V
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	40	V
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	4	V
Curentul de colector	I_C	25	mA
Curentul de bază	I_B	2	mA
Puterea totală disipată la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	300 ¹⁾	mW
Rezistența termică	$R_{th\ j-a}$	420 ¹⁾	$^\circ\text{C/W}$
Temperatura joncțiunii	t_j	150	$^\circ\text{C}$
Temperatura de stocare	t_{stg}	-55... ...+150	$^\circ\text{C}$

Caracteristici electrice la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$

	BF 240	BF 241
Cîștigul static în curent	$V_{CE} = 10\text{ V};$ $I_C = 1\text{ mA}$	h_{21E} 67..220
Tensiunea bază-emitor	$V_{CB} = 10\text{ V};$ $I_C = 1\text{ mA}$	V_{BE} 700 mV
Curentul rezidual de colector	$V_{CB} = 20\text{ V}$	$I_{CBO} < 100$ nA
Frecvența de tăiere	$V_{CB} = 10\text{ V};$ $I_C = 1\text{ mA}$ $f = 100\text{ MHz}$	f_T 430 400 MHz

¹⁾ Măsurarea acestor valori se face menținînd pe terminale, la 2 mm de capsulă, temperatura mediului ambiant.

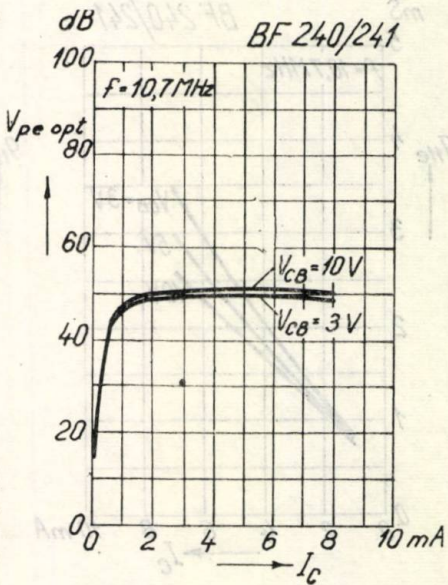


Fig. 11. Variația cîștigului în putere optimă în funcție de curentul de colector.

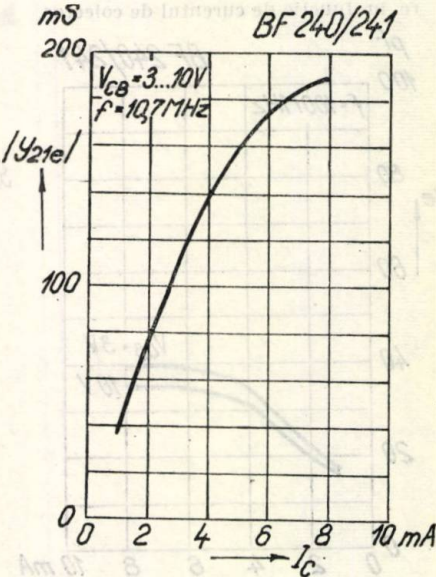


Fig. 12. Variația admitanței de transfer în direct în funcție de curentul de colector.

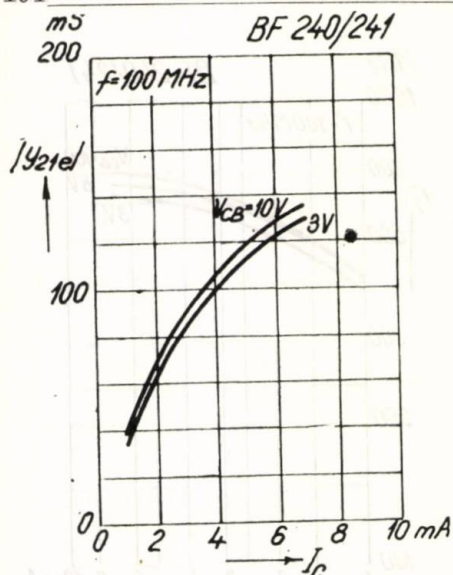


Fig. 13. Variația admitanței de transfer în direct în funcție de curentul de colector.

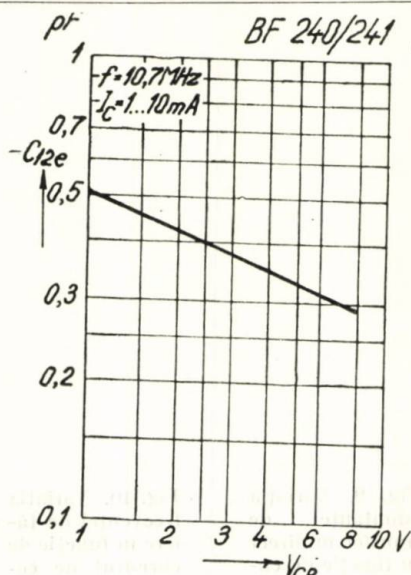


Fig. 14. Variația capacității de reacție în funcție de tensiunea colector-bază.

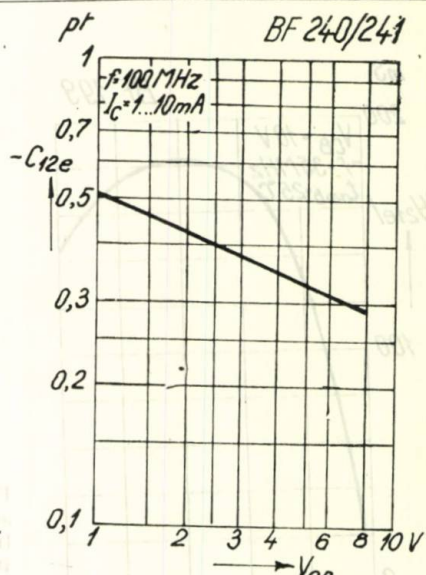


Fig. 15. Variația capacității de reacție în funcție de tensiunea colector-bază.

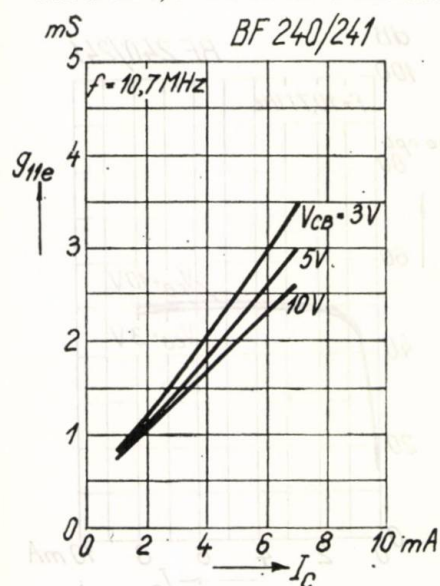


Fig. 16. Variația conductanței de intrare în funcție de curentul de colector.

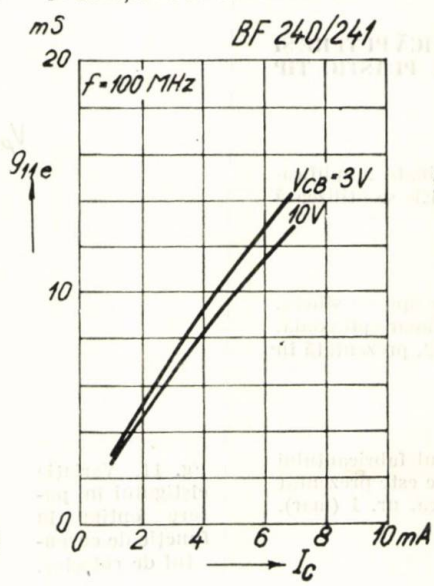


Fig. 17. Variația conductanței de intrare în funcție de curentul de colector.

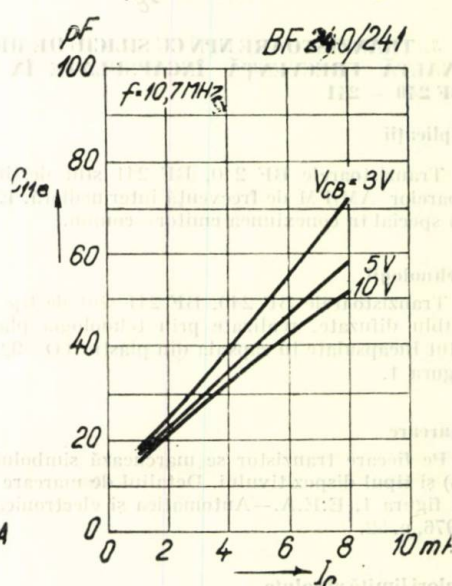


Fig. 18. Variația capacității de intrare în funcție de curentul de colector.

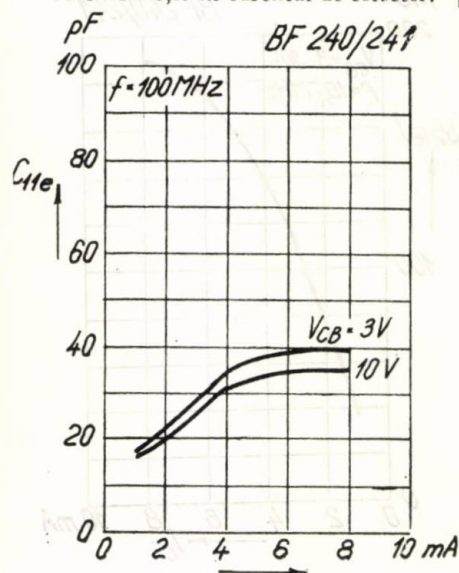


Fig. 19. Variația capacității de intrare în funcție de curentul de colector.

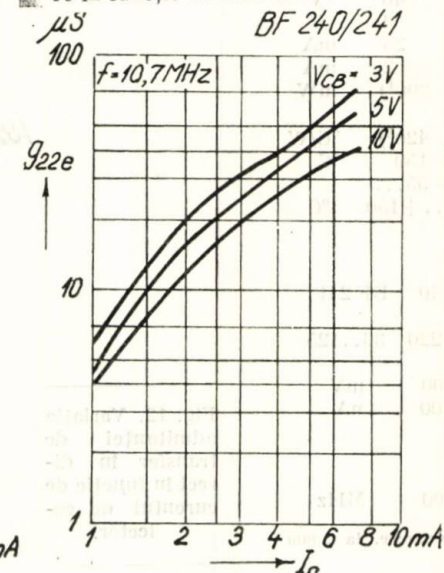


Fig. 20. Variația conductanței de ieșire în funcție de curentul de colector.

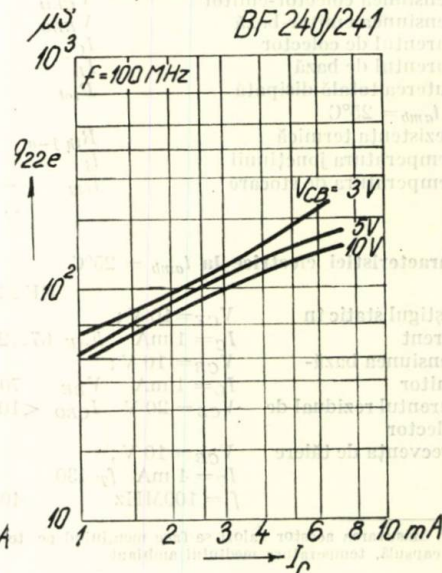


Fig. 21. Variația conductanței de ieșire în funcție de curentul de colector.

Tensiunea de străpungere colector-bază $I_C = 10 \mu A$ $V_{(BR)CBO} > 40$ V
 Tensiunea de străpungere colector-emitor $I_C = 2$ mA $V_{(BR)CEO} > 40$ V
 Tensiunea de străpungere emitor-bază $I_E = 10 \mu A$ $V_{(BR)EBO} > 4$ V

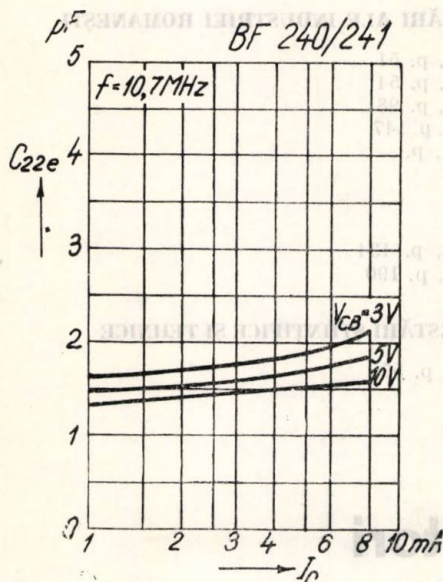


Fig. 22. Variația capacității de ieșire în funcție de curentul de colector.

Capacitatea de reacție $V_{CB} = 10$ V;
 $I_C = 1$ mA
 $f = 1$ MHz $-C_{12e} = 0,27$ pF
 Factorul de zgomot în conexiunea emitor-comun $V_{CB} = 10$ V;
 $I_C = 1$ mA
 $R_G = 200 \Omega$;

$f = 200$ kHz $F < 3,5$ dB
 $R_G = 150 \Omega$ $F < 1,6$ dB
 $B_G = 300 \Omega$
 $f = 100$ MHz
 Conductanța de ieșire $V_{CB} = 10$ V;
 $I_C = 1$ mA
 $f = 10,7$ MHz $g_{22e} < 10,5 \mu S$
 $V_{CB} = 10$ V;
 $I_C = 1$ mA
 $f = 470$ kHz $g_{22e} < 8,3 \mu S$

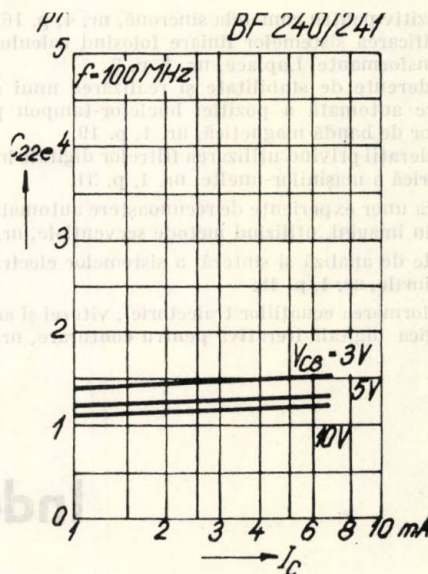


Fig. 23. Variația capacității de ieșire în funcție de curentul de colector.

Curbele tipice ale unor valori limită absolute sau caracteristici electrice sint prezentate în figurile 10—23.

Ing. D. Oleanu și ing. I. Pavelescu
 I.C.C.E. — București

Index de subiecte

Automatica și Electronica 1976

ARTICOLE ȘI NOTE

Semiconductoare (inclusiv C.I. monolitice)

- Calculul de proiectare a frecvenței limită f_α la tranzistoare, nr. 2, p. 64.
- Asupra regimului termic de funcționare a dispozitivelor semiconductoare, nr. 3, p. 105.
- Starea de încărcare a nivelurilor energetice ale aurilor din regiunea de sarcină spațială a joncțiunilor PN cu siliciu, nr. 3, p. 114.
- Tensiunea de străpungere a diodelor Schottky planare, nr. 4, p. 157.

Componente pasive și C.I. hibride

- Aspecte privind proiectarea rezistențelor cu straturi subțiri, nr. 2, p. 57.
- Aspecte ale modulării luminii laser în dispozitivele cu cristale lichide nematice, nr. 2, p. 86.

Calculatoare electronice

- Calculul criteriilor de similitudine ale fenomenelor fizice studiate pe modele, asistat de calculator numeric, nr. 2, p. 68.
- Interfață integrator box car — perforator de bandă, nr. 2, p. 75.
- Proiectarea asistată de calculator a elementelor și circuitelor fluidice numerice, nr. 4, p. 171.

Electronică industrială

- Stabilizator tranzistorizat de tensiune și curent continuu, nr. 1, p. 1.
- Interpolator numeric liniar, nr. 1 p. 12.
- Comutarea automată a scării în aparate electronice de măsură cu indicare analogică, nr. 1, p. 28.
- Cardiograf digital, nr. 1, p. 42.
- Canal electrooptic de comunicații cu subpurtoare radio modulată în frecvență, nr. 2, p. 77.

- Sinteza translatorului pentru motorul pas cu pas, nr. 2, p. 81.
- Determinarea performanțelor unui filtru activ trece-bandă, nr. 3, p. 120.
- Oscilatoare cu diode semiconductoare, nr. 3, p. 137.
- Sincronizarea oscilatoarelor cu diode semiconductoare pentru microunde, nr. 4, p. 177.
- Generator de funcții vobulat, nr. 4, p. 163.

Sisteme automate

- Dispozitiv pentru comanda sincronă, nr. 4, p. 167.
- Identificarea sistemelor liniare folosind calculul numeric al transformantei Laplace, nr. 1, p. 7.
- Considerente de stabilitate și realizarea unui sistem de reglare automată a poziției buclelor-tampon pentru un derulor de bandă magnetică, nr. 1, p. 19.
- Considerații privind utilizarea filtrelor digitale în comanda numerică a mașinilor-unelte, nr. 1, p. 31.
- Asupra unor experiențe de recunoaștere automată a obiectelor în imagini, utilizând metode secvențiale, nr. 1, p. 36.
- Metode de analiză și sinteză a sistemelor electrice stabile și optime, nr. 1, p. 48.
- Transformarea ecuațiilor traiectoriei, vitezei și accelerației în logica digitală iterativă pentru conturare, nr. 2, p. 90.

- Conceptul modern de conducere și reglare automată, nr. 3, p. 128.
- Determinarea funcției de transfer din caracteristica de frecvență, nr. 3, p. 133.

CRONICA

- nr. 2, p. 101

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMANEȘTI

- nr. 1, p. 51
- nr. 1, p. 54
- nr. 2, p. 98
- nr. 3, p. 147
- nr. 4, p.

NOTE

- nr. 3, p. 134
- nr. 4, p. 190

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

- nr. 1, p. 55

Index de autori

A

Andrei, N.: nr. 3 (sep), p. 128

B

Bălănescu, M.M.: nr. 2 (iun), p. 75
 Băzu, M.: nr. 3 (sep), p. 114
 Bircă-Gălățeanu, S.: nr. 1 (mar), p. 1
 Bodea, M.: nr. 2 (iun), p. 64
 Bulucea, C.: nr. 2 (iun), p. 64; nr. 4 (dec), p. 177

C

Cătuneanu, V.M.: nr. 2 (iun), p. 77
 Ciobanu, M. I.: nr. 4 (dec), p. 167
 Ciureanu, P.: nr. 1 (mar), p. 19
 Costea, I.: nr. 3 (sep), p. 137; nr. 4 (dec), p.

D

Dan, P. Al.: nr. 4 (dec), p. 157
 Dobrescu, R.: nr. 1 (mar), p. 12
 Dumitrache, I.: nr. 4 (dec), p. 171

G

Găitseanu, F.: nr. 3 (sep), p. 114
 Ghelberg, Em.: nr. 1 (mar), p. 28
 Giosan, Tr.: nr. 1 (mar), p. 48

I

Iordache, M.: nr. 2 (iun), p. 68

L

Lazarovici, C.: nr. 3 (sep), p. 120; nr. 4 (dec), p. 167
 Lungu, D.: nr. 3 (sep), p. 114

M

Manolescu, A.M.: nr. 2 (iun), p. 57
 Mărăcineanu, E.: nr. 2 (iun), p. 75

N

Negoescu, R.: nr. 1 (mar), p. 42

O

Obreja, V.: nr. 3 (sep), p. 105

P

Podoleanu, A. Gh.: nr. 2 (iun), p. 77

R

Rusu, A.: nr. 4 (dec), p. 157

S

Sachelarie, D.: nr. 3 (sep), p. 114
 Sachelarie, M.: nr. 3 (sep), p. 114
 Săndulescu, Gh.: nr. 1 (mar), p. 31; nr. 2 (iun), p. 90
 Sofron, E.V.: nr. 2 (iun), p. 86
 Sprinceană, N.: nr. 1 (mar), p. 31
 Sterian, P.E.: nr. 2 (iun), p. 77, 86
 Stoenescu, A.: nr. 4 (dec), p. 163
 Stoica, A.: nr. 1 (mar), p. 7
 Stoica, P.: nr. 1 (mar), p. 7; nr. 3 (sep), p. 133

T

Tebeanu, T.: nr. 3 (sep), p. 137; nr. 4 (dec), p. 177
 Terțico, M.: nr. 3 (sep), p. 133
 Toacșe, Gh.: nr. 2 (iun), p. 81

V

Vărtosu, M.: nr. 1 (mar), p. 36
 Vladimirescu, A.: nr. 2 (iun), p. 64

ÎNȚEPRINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ȘI INDUSTRIALE

Șos. Fabrica de Glucoză nr. 9 — 11, sector 2, București ; Telefon: * 33 41 50; 79 36 80; Telex: 10467 — IEMI — B.

Produce și livrează:

- Aparat electronic pentru măsurarea mărimilor electrice
- Aparat electronic pentru măsurarea mărimilor neelectrice
- Surse de alimentare c.c./c.a.
- Radiotelefoane



VOLTMETRU NUMERIC E-0303

Măsoară:

- tensiuni continue: 0...1 000 V
- afișare cu LED-uri: 5 cifre
- afișarea automată a polarității și depășirii
- intrare flotantă și gardată

MULTIMETRU ELECTRONIC E-0403

Măsoară:

- tensiuni continue: 500 μ V...1 000 V
- tensiuni alternative: 500 μ V...700 V (în gama: 20 Hz...20 kHz)
- tensiuni de IF: 5 mV...10 V (în gama: 100 kHz...100 MHz)

STROBOSCOPI ELECTRONICI N-2601

Măsoară frecvența unor mișcări periodice fără a necesita un contact mecanic cu obiectul în mișcare (ex.: rotații; alunecări)

- domeniul de frecvențe: 5...5 000 Hz
- precizia măsurătorii: 2%
- curenți continui: 0,5 mA...10 A
- curenți alternativi: 50 μ A...300 A (în gama: 1 Hz...100 kHz)
- rezistențe: 50 m Ω ...500 m Ω
- capacități: 50 pF...5 000 μ F
- factori de amplificare în curenți dinamici 5...5 000 Hz

OSCILOSCOP UNIVERSAL E-0102

Bandă de frecvență: 0...10 MHz

Coefficient de deviație verticală: 20 mV/div...20 V/div

OSCILOSCOP DE LABORATOR E-0103

Bandă de frecvență: 0...50 MHz

Coefficient de deviație verticală: 20 mV/div...20 V/div

Poate fi echipat cu sertare interșanjabile:

- E-0103 B — Amplificator Y cu două canale
- E-0103 C — Bază de timp simplă
- E-0103 D — Amplificator Y diferențial
- E-0103 E — Bază de timp dublă
- E-0103 F — Unitate de eșantionare

MULTIMETRU NUMERIC E-0302

Măsoară:

- tensiuni continue: 100 μ V...1 000 V
- tensiuni alternative: 100 μ V...350 V (în gama: 40 Hz...20 kHz)
- curenți continui: 0,1 μ A...1 A
- curenți alternativi: 0,1 μ A...1 A (în gama: 40 Hz...10 kHz)
- rezistențe: 0,1 Ω ...2 M Ω

NUMĂRĂTOR UNIVERSAL E-0202

Domeniul de frecvență: 0—20 MHz

Sensibilitatea: 1 Vef — regim sinusoidal
1,5 Vvv — impulsuri pozitive



Un nou aparat de măsură în programul de APARATE DE MĂSURĂ DIGITALE TEKTRONIX,

ANALIZOR LOGIC LA 501 W



Analizorul logic LA501W servește la înregistrarea, înmagazinarea și reprezentarea datelor pînă la 16 surse de informații. Cu capacitatea sa de înmagazinare de 4 kocteți poate înmagazina 4 circuite de date a cîte 1 koctet fiecare sau 8 circuite cu cîte 512 biți, sau 16 circuite cu cîte 256 biți.

- Capacitatea de înmagazinare, pînă la maximum 1 024 de cuvinte.
- Utilizabil pînă la 50 MHz „clock frequency”.
- Prin frecvența sampling de 100 MHz, un timp de rezolvare de pînă la 15 nano-secunde.
- Fiecare din cele 16 canale poate fi suprapus pe ecran în scopul comparației cu celelalte canale.
- Fiecare osciloscop, pentru o funcționare XYZ, poate fi utilizat ca unitate de indicare într-un domeniu de frecvență de 2 MHz.
- Datorită construcției modulare sînt posibile combinații individuale cu alte sertare TM 500.
- Parallel-Word-Recognizer de 16 biți cu o întârziere de pînă la 99 999 cuvinte.

Service :

Institutul de Cercetări și Proiectări Electronice
Calea Floreasca 169
București, sector 2, România
Tel. București : 33 12 59, Telex : 10069



RST

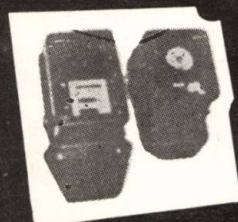
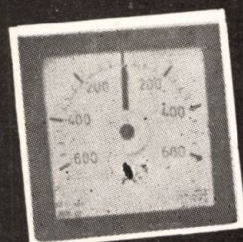


ROHDE & SCHWARZ-TEKTRONIX AG

Somleithnergasse 20
A - 1100 Wien, Austria
Tel. 62 61 41 - Telex 013933

PUBLICOM

IAEM



CONTOARE ELECTRICE MONOFAZATE ȘI TRIFAZATE PENTRU
MASURAREA ENERGIEI ELECTRICE ACTIVE ȘI REACTIVE

BLOC DE MĂSURARE DIFERENȚIATĂ A ENERGIEI ELECTRICE

APARATE ELECTROMAGNETICE ȘI MAGNETOELECTRICE DE
TABLOU, CU AX CENTRAL ȘI DESCHIDEREA SCAREI DE 240°

APARATE ELECTROMAGNETICE ȘI MAGNETOELECTRICE DE
TABLOU, CU DESCHIDEREA SCAREI DE 90°

APARATE MAGNETOELECTRICE FORMAT PROFIL

APARATE INDICATOARE (FORMAT PROFIL) PENTRU
MĂSURAREA MĂRIMILOR NEELECTRICE

APARATE INDICATOARE CU SCARA DUBLA PENTRU
REGULATORIE ELECTRONICE

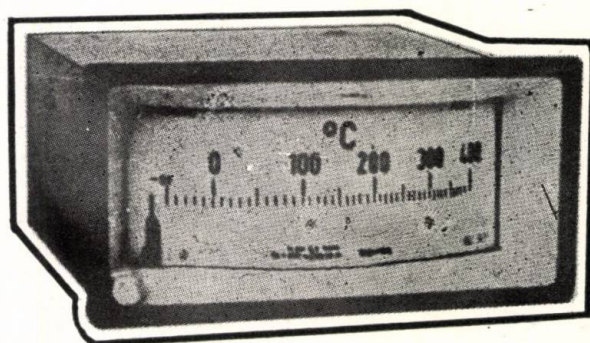
LOGOMETRE, MILIVOLTMETRE, MILIAMPERMETRE
REGULATORIE

INTREPRINDEREA
DE APARATE ELECTRICE
DE MĂSURAT
TIMIȘOARA

Ohmmetre magnetoelectrice

Șunturi interschimbabile și cabluri
de legătură calibrate

Str. Venus nr. 2 telefon : 36 92 9
telex : 43343 32012



IAEM

DEBITAREA ȘI ÎNDEPĂRTAREA IZOLAȚIEI AUTOMATE A SÎRMELOR ȘI CABLURILOR ELECTRICE

Doriți să produceți mai ieftin și să sporiți totodată productivitatea? Mașinile automate ale firmei **EUBANKS** pot reprezenta un prim pas. Mii de mașini ale noastre confirmă acest lucru în întreprinderile din întreaga lume.

Centrul de greutate al programului **EUBANKS** îl reprezintă modelul 2 671 (în imagine) cu un domeniu de prelucrare standard pentru sîrme cu un diametru între 1 și 4,4 mm. Lungimea îndepărtării izolației între 3 și 40 mm, îndepărtarea combinată pe jumătate a izolației. Lungimea tăierii de la 25 la 2 500 mm. Fiecare din aceste domenii de utilizare poate fi lărgit cu ajutorul unor accesorii speciale.

EUBANKS oferă o gamă completă de mașini pentru prelucrarea cablurilor cu un diametru exterior de maximum 12,5 mm. Mașini speciale, ca de pildă, mașina complet automatizată pentru fixarea papucului cablului, mașina pentru indoit fire calibrate de rezistență, mașina de tăiat cu cap dublu etc., întregesc programul. Încredințați-ne problemele dv. legate de prelucrarea cablurilor — noi vă oferim soluția perfectă.



Eubanks

EUBANKS Engineering Co., GmbH
7 Stuttgart 80
Moehringen, Machtolfweg 33 NSR
Telefon: 0711/72 28 25; Telex: 84 17 23 233
Vyrabi: **EUBANKS** Engineering, Co.,
Monrovia—California 91016 USA

EUBANKS — Firmă specializată pentru industria de prelucrare a cablurilor.

PUBLICOM

1977 APR 15